Spedizione in abbonamento postale gruppo IV/70, n. 1 - 1° sem. 1990

ELETTRONICA E TELECOMUNICAZIONI

ANNO XXXIX NUMERO 1 - 1990 EDIZIONI NUOVA ERI - Via Arsenale, 41 - TORINO L. 5000

Esperimenti di televisione ad alta definizione

NUMERO 1 — APRILE 1990 — DA PAGINA 1 A PAGINA 48
ANNO XXXIX

RIVISTA QUADRIMESTRALE
A CURA DELLA RAI
EDITA DALLA NUOVA ERI

DIRETTORE RESPONSABILE
ROLANDO SALVADORINI

COMITATO DIRETTIVO
M. AGRESTI, F. ANGELI,
G. M. POLACCO, R. CAPRA

REDAZIONE PRESSO
CENTRO RICERCHE RAI
CORSO GIAMBONE, 68
TEL. (011) 88.00 (int. 31 32)
10135 TORINO

Concessionaria esclusiva della pubblicità:
SOC. PER LA PUBBLICITÀ IN ITALIA (SPI)
20121 MILANO - VIA MANZONI 37 - TEL. (02) 63131

Distribuzione per l'Italia:
Parrini & C. - p. Indipendenza 11/B
00185 Roma - Tel. (06) 49.92

Affiliato alla Federazione Italiana Editori Giornali

Stampa: ILTE - Moncalieri (Torino)

ELETTRONICA E TELECOMUNICAZIONI

Sommario: *pagina*

Il Centro Ricerche della RAI svolge intense ricerche di televisione ad alta definizione, sia di tipo analogico (sistema HD-MAC studiato per impiego nella WARC 77 per la banda 12 GHz nell'ambito del progetto europeo EUREKA 95), sia di tipo numerico per collegamenti ed applicazioni speciali (sistema studiato nell'ambito del progetto internazionale EUREKA 256) ed in prospettiva anche per la diffusione per nuove bande di frequenza (sistema studiato nell'ambito internazionale del CCIR).
La foto di copertina si riferisce ad un particolare delle ricerche sulla televisione ad alta definizione.

UNA COPIA L. 5000 (ESTERO L. 10000)
COPIA ARRETRATA L. 6000 (ESTERO L. 11000)
ABBONAMENTO ANNUALE L. 12000 (ESTERO L. 24000)
VERSAMENTI ALLA NUOVA ERI - VIA ARSENALE, 41 - TORINO - C.C.P. N. 26960104

SPEDIZIONE IN ABBONAMENTO POSTALE - GRUPPO IV/70

REG. CANCELLERIA DEL TRIBUNALE C.P. DI TORINO AL N. 494 IN DATA 6-11-1951

CODIFICA DEL SEGNALE TELEVISIVO NUMERICO: ARCHITETTURA DI UN CO-DECODIFICATORE HDTV UTILIZZANTE LA DCT

M. BARBERO, S. CUCCHI(*)

SOMMMARIO — I metodi di riduzione della ridondanza per il segnale video basati sulla Trasformata Coseno Discreta (DCT) e la codifica con parole a lunghezza variabile sono stati studiati e proposti per il segnale televisivo a definizione normale. Gli stessi metodi possono essere estesi alla televisione ad alta definizione (HDTV). Un codec è in fase avanzata di sviluppo in Italia e Spagna. Nell'articolo è descritta l'architettura di tale codec caratterizzata da una struttura modulare e flessibile, in grado di adattarsi a diversi formati e a differenti velocità di trasmissione. Il codec HDTV è costituito da più moduli di elaborazione, ciascuno dei quali è in grado di codificare un segnale a definizione normale. Esso è previsto per la trasmissione punto-punto di un segnale HDTV di qualità contributo con un bit-rate di circa 140 Mbit/s, ma sarà in grado di operare, con qualità distribuzione, anche a bit-rate inferiori. È disponibile la versione inglese dell'articolo.

SUMMARY — **Digital TV signal coding: Architecture of HDTV codec using the DCT:** *The methods for the bit-rate reduction of video signals based on the Discrete Cosine Transform (DCT) and the Variable Length enCoding (VLC) are studied and proposed for the standard definition signal. The same methods can be applied to HDTV signals and a codec is being developed in Italy and Spain. In this article the codec architecture is described, it is characterized by a modular and flexible structure capable of adapting to different video formats and various trasmission rates. The codec is built with a few processing modules, each of them is capable of processing a standard definition signal. It is designed for point-to-point transmission of a contribution quality HDTV signal at a bit-rate of about 140 Mbit/s, but it will be capable of operation at lower rates with a distribution quality. The English version of this article is available.*

1. Introduzione

In una serie di precedenti articoli (bibl. 1, 2, 3, 4) sono state illustrate le caratteristiche di un sistema per la trasmissione del segnale video numerico utilizzante la Trasformata Coseno Discreta (DCT, Discrete Cosine Transform) e la codifica con parole a lunghezza variabile (VLC, Variable Length Coding) come metodi di riduzione della ridondanza.

In base ai risultati di tali studi sono in corso di realizzazione dei codecodificatori sia per i segnali 4:2:2 (ovvero segnali televisivi a definizione normale conformi alla Raccomandazione 601 del CCIR), sia per i segnali ad alta definizione (HDTV, High Definition TeleVision).

Gli studi degli algoritmi, le simulazioni mediante calcolatore, l'attività di coordinamento con i gruppi di lavoro e di normalizzazione internazionale che operano in questo specifico campo, la progettazione e la realizzazione circuitale sono stati e sono tuttora condotti in stretta collaborazione dal Centro Ricerche RAI, dalla Telettra S.p.A. e dagli altri enti che partecipano al progetto europeo EUREKA EU 256; tale progetto ha come finalità lo sviluppo di una famiglia di co-decodificatori per la trasmissione numerica punto-punto del segnale TV e HDTV.

Gli enti televisivi hanno l'esigenza di dotarsi di un sistema efficiente e robusto, in grado di fornire una qualità prossima a quella di studio e di funzionare anche con canali affetti da elevate probabilità d'errore, mentre le industrie hanno vincoli dovuti alla complessità e fattibilità circuitale, essendo gli apparati da progettare ai limiti delle possibilità tecnologiche attuali.

Il risultato finale è quindi un compromesso fra il meglio pensabile, o simulabile mediante calcolatore, ed il realizzabile in pratica. Gli apparati in via di completamento (dovrebbero essere disponibili i prototipi per le prove nella primavera dell'anno 1990) non saranno inizialmente dotati di tutte le opzioni che potranno, in futuro, migliorarne le caratteristiche, ma offriranno comunque prestazioni adeguate alle attuali esigenze degli enti televisivi e di gestione delle reti di trasmissione e forniranno utilissime indicazioni sui filoni di ricerca e sviluppo futuri.

2. Gli obbiettivi

Il segnale televisivo numerico 4:2:2 richiederebbe per la sua trasmissione un flusso binario (bit-rate) superiore a 160 Mbit/s, corrispondente a 16 bit/pel, cioè per elemento di immagine attiva. Le capacità disponibili sulle at-

(*) Ing. Marzio Barbero del Centro Ricerche RAI - Torino; ing. Silvio Cucchi della Telettra S.p.A. - Vimercate (MI). Dattiloscritto pervenuto alla redazione il 20 luglio 1989.

tuali reti numeriche, o comunque i costi proporzionali alle capacità impegnate, impongono che tale bit-rate venga ridotto considerevolmente. Si è dimostrato che una *qualità contributo*, ovvero sufficiente a permettere alcune operazioni di post-produzione sul segnale video, è ottenibile con un bit-rate dell'ordine di 30 Mbit/s, ovvero con circa 3 bit/pel. Una *qualità per distribuzione secondaria*, sufficiente cioè per la distribuzione del segnale all'utenza domestica, è ottenibile con circa 12 ÷ 15 Mbit/s, ovvero circa 1,2 ÷ 1,5 bit/pel (bibl. 2).

I sistemi di riduzione della ridondanza che consentono queste prestazioni sono oggetto di normalizzazione nel gruppo di lavoro CMTT/2 (bibl. 5).

Per quanto riguarda la HDTV, l'attività di normalizzazione per un sistema di trasmissione numerica è rallentata dalla mancanza di una norma per il formato di studio. Ciononostante è comunemente accettato che le stesse tecniche di riduzione della ridondanza valide per il segnale a definizione normale possano essere applicate con successo al segnale HDTV.

L'esperienza acquisita nella definizione e nella progettazione di sistemi adatti ai segnali 4:2:2 consente di prevedere che, anche nel caso della HDTV, sia possibile progettare apparati in grado di operare su segnali di formato diverso, come numero di righe per quadro e numero di quadri al secondo, e con velocità di trasmissione variabili in un'ampia gamma. Si può quindi confidare nel fatto che i codec attualmente in fase di realizzazione siano adatti, non solo ai formati HDTV per i quali sono attualmente disponibili dispositivi di ripresa e visualizzazione, ma anche ad essere impiegati, previo limitate modifiche per i formati o possibilmente l'unico formato, che verranno normalizzati.

Nella definizione dei parametri e nella progettazione si è cercato di ottimizzare il sistema in modo che sia utilizzabile sia per segnali 4:2:2 che HDTV, per i diversi formati e velocità di trasmissione, realizzando quindi un'architettura flessibile e modulare.

3. La situazione attuale

3.1 Gli apparati attualmente esistenti

Sono stati proposti per la normalizzazione e sviluppati, sotto forma di prototipi, sistemi di riduzione della ridondanza per i segnali 4:2:2 basati su tecniche predittive (DPCM, Differential Pulse Code Modulation) e su trasformate (DCT).

Il gruppo 11/7 del CCIR ha effettuato un elevato numero di prove su alcuni codec sottoposti al CMTT/2 per essere normalizzati (bibl. 6). Al momento delle prove erano disponibili i prototipi di un codec DPCM costruito in Giappone, di un codec DCT ibrido costruito in Francia e di un codec DCT puramente intra-field, prodotto di serie sviluppato in Italia (bibl. 7).

I risultati di tali prove sono brevemente riassunti in Appendice e da essi è possibile trarre alcune conclusioni. Sia la tecnica DPCM, sia quella DCT ibrida garantiscono la qualità richiesta a 45 Mbit/s. Il sistema DCT ibrido è stato provato a 34 Mbit/s con risultati generalmente buoni.

Il codec DCT puramente intra-field è stato sottoposto a prove per fornire un termine di confronto, in quanto rappresenta un prodotto industrializzato e commercializzato. Non è stato proposto come candidato alla normalizzazione perché, almeno a bit-rate pari o inferiori a 34 Mbit/s, non garantisce prestazioni sufficienti per la qualità contributo. Queste sue caratteristiche sono state confermate dalle prove: la qualità offerta è buona, ma non sufficiente nel caso in cui il segnale co-decodificato sia sottoposto a post-produzione, in particolare intarsio o chroma-key.

Per quanto riguarda il comportamento dei codec in presenza di errori e di perdita di sincronismo i risultati sono stati invece piuttosto deludenti, sia per il sistema DPCM che per quello DCT ibrido.

Per quanto riguarda soprattutto il recupero del sincronismo in caso di interruzioni del segnale in entrata al decodificatore, il comportamento migliore è stato ottenuto invece con il codec DCT puramente intra-field. Questo risultato sembra sorprendente se si considera che il codice usato per la correzione degli errori è in grado di correggere fino a due errori in una parola di 511 bit, nel caso del sistema intra-field, ed è quindi meno potente di quello usato nei sistemi DPCM e DCT ibrido, che è in grado di correggere due errori in una parola di 255 bit.

Ma ad una più attenta analisi tale risultato è ascrivibile in parte al fatto che il sistema intra-field non sfrutta la ridondanza temporale, e di conseguenza gli effetti degli errori non si propagano nei quadri video successivi, risultando quindi meno visibili. Comunque, il merito più rilevante è forse dovuto alle caratteristiche del VLC e della trama, differenti da quelli adottati negli altri codec sottoposti a prove, nel progetto delle quali è stata devoluta una particolare attenzione proprio per garantire una maggior robustezza in presenza di errori.

Tali caratteristiche sono presenti anche nell'altra versione di sistema DCT ibrido studiato e proposto al CMTT/2, ma che, a differenza della versione che è stata sottoposta a prove, non sarà disponibile prima della primavera del 1990.

Per quanto riguarda la HDTV, sono stati sviluppati sistemi, e in alcuni casi costruiti prototipi, basati su DPCM (bibl. 8, 9). L'uso della sola tecnica predittiva è meno efficiente della tecnica ibrida; pertanto per ottenere fattori di riduzione superiori a 4 è in genere necessario ricorrere alla compensazione del movimento e al sottocampionamento, cosa che comporta un aumento della complessità circuitale richiesta.

3.2 I limiti tecnologici

I circuiti richiesti per la realizzazione degli algoritmi sono notevolmente complessi, inoltre devono operare con clock di elevata frequenza. Non è pensabile, neppure a livello di prototipi, di realizzare un codec a componenti discreti, ma è necessario sviluppare circuiti con un elevato livello di integrazione. Sono quindi necessari elevatissimi investimenti, affrontabili solo nel caso in cui i componenti risultanti possano trovare un'ampia gamma di impieghi. Diventano fondamentali gli obiettivi di comunanza delle

Tabella 1.
Prestazioni dei VLSI semicustom

Tecnologia	HCMOS 1,5 μm	HCMOS 1 μm	BIMOS 1,5 μm	ECL
clock [MHz]	50	50-70	70	800
complessità [kGates]	50	100	50	5
dissipazione di potenza	2 W	2 W	2,5 W	5 W
	per f = 30 MHz per 20 kGates			5 kGts

Nota: Tecnologie per circuiti semicustom VLSI silicio disponibili attualmente, o previste a breve termine, dei principali fornitori. La tecnologia ECL ha ottime prestazioni in termini di velocità, ma basso livello di integrazione ad elevata potenza dissipata. La tecnologia CMOS consente un buon livello di integrazione con potenze dissipate accettabili. Benché la frequenza di clock possa superare i 50 MHz, soprattutto nel caso di BIMOS, è opportuno adottare un valore più conservativo, soprattutto nel caso in cui più dispositivi siano contenuti su uno stesso circuito stampato.

architetture e della modularità costruttiva per le differenti applicazioni.

La scelta della tecnologia utilizzata è fondamentale per garantire la fattibilità e l'affidabilità dei codec (bibl. 10). In Tabella 1 sono riassunte le caratteristiche principali delle famiglie VLSI semicustom attualmente disponibili in termini di livello di integrazione, massima velocità di clock e dissipazione di potenza.

Da tali dati si può trarre la conclusione che la tecnologia HCMOS consente la produzione di circuiti adatti, in termini di complessità e potenza dissipata, all'elaborazione del segnale 4:2:2; infatti è sufficiente una frequenza di clock pari a circa 30 MHz, usando la quale è garantito un certo margine tecnologico.

Nel caso di elaborazione di segnali HDTV è comunque indispensabile ricorrere a tecniche di parallelizzazione, suddividendo l'immagine da elaborare in un opportuno numero di zone.

4. I vantaggi degli algoritmi proposti

4.1 La DCT

I campioni video sono elaborati a blocchi di 8 · 8 pel (bibl. 2). L'organizzazione in blocchi facilita la progettazione di una struttura modulare, facilmente estensibile al caso HDTV.

Per la realizzazione dei codec 4:2:2 e HDTV di tipo DCT ibrido, è stato progettato e realizzato un circuito integrato in grado di effettuare in tempo reale la DCT diretta o inversa per un segnale 4:2:2. Questo dispositivo è derivato da quello attualmente usato per il codec puramente intra-field, ma offre prestazioni migliorate per quanto riguarda velocità e precisione. Realizzato in tecnologia HCMOS, ha una complessità equivalente a 32 kGate. Esso è in grado di operare ad una frequenza di clock massima pari a 32 MHz nel caso peggiore e a 60 MHz nel caso migliore. Utilizza un algoritmo di tipo veloce ed è caratterizzato da una precisione di calcolo superiore a quella richiesta dal CCITT (Comitato Consultivo di Telegrafia e Telefonia): i campioni video possono avere una precisione di 9 ÷ 11 bit, i coefficienti DCT 12 ÷ 14 bit.

4.2 La compensazione del movimento

L'applicazione della tecnica di compensazione del movimento non è strettamente indispensabile nel caso in cui si adotti la DCT per i fattori di riduzione di ridondanza presi in considerazione, ma consente di ottenere un miglioramento qualitativo, significativo nel caso di certi tipi di immagine, a parità di bit-rate oppure una riduzione del bit-rate, a parità di qualità.

Il fatto che per la compensazione del movimento occorra ricorrere a blocchi non coposizionati, appartenenti a semiquadri precedenti, comporta alcuni problemi nel caso in cui l'immagine complessiva sia suddivisa in più zone, ciascuna elaborata separatamente.

Per risolvere tali problemi si può evitare di applicare la compensazione del movimento in quei casi in cui essa implica l'uso di blocchi appartenenti ad altre zone, adiacenti a quella considerata. L'unica contropartita è una leggera perdita in efficienza, in genere del tutto trascurabile; comunque la compensazione del movimento non è applicata e questo primo prototipo.

4.3 Il VLC

Il codice a lunghezza variabile proposto (bibl. 3) è già stato sperimentato nella realizzazione del sistema DCT puramente intra-field. Ha ottime caratteristiche per quanto riguarda il recupero del sincronismo di parola, limitando la propagazione degli errori.

Le parole di codice sono costituite da coppie di bit ed esse possono essere organizzate in uscita dal codificatore VLC come rappresentato nell'esempio di figura 1.

Le parole sono prodotte con un ritmo non costante, infatti alcune rappresentano sequenze di zeri, anziché sin-

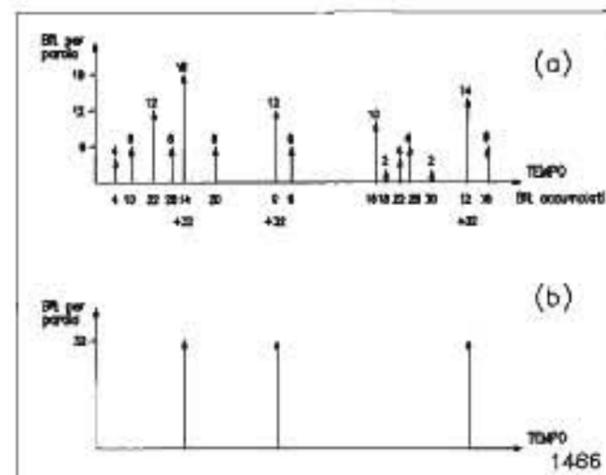



Fig. 1 — In questo esempio le parole a lunghezza variabile (a) sono generate ad un ritmo non costante, esse sono accumulate fino a quando viene generata una parola di 32 bit (b). Si osservi come le parole a lunghezza fissa siano generate con un ritmo che può essere fortemente disuniforme.

goli coefficienti, e hanno lunghezza variabile. Esse vengono accumulate in parole di lunghezza fissa, ad esempio 32 bit, in modo da poter essere trasferite, organizzate in un modo più conveniente, ai circuiti successivi. Si osservi che tali parole a lunghezza fissa sono comunque generate ad un ritmo non costante, che dipende dalla complessità relativa della porzione di immagine elaborata, e ciò dà origine a problemi di multiplazione.

In teoria la individuazione e la decodifica delle parole VLC sono le uniche operazioni che devono obbligatoriamente essere effettuate sul flusso binario seriale, alla velocità di trasmissione.

Fortunatamente la struttura a coppie di bit delle parole di codice ed il fatto che ciascun bit della coppia abbia una specifica funzione, facilita grandemente la decodifica. Il primo bit di ciascuna coppia indica se la parola di codice termina o prosegue con la coppia a cui appartiene. Di fatto, l'individuazione e la decodifica delle parole di codice può avvenire a partire dai dati organizzati, anche dal lato decodificatore, in parole di lunghezza fissa, pari a 32 bit, riducendo così la velocità operativa richiesta ai circuiti.

L'uso di particolari parole costanti per delimitare i blocchi (EOB, End Of Block) consente inoltre di individuare facilmente i dati associati ai singoli blocchi di immagine da elaborare, limitando gli effetti degli errori.

4.4 Il codice per la correzione degli errori

Per la correzione degli errori viene utilizzato un codice BCH (255,239) in grado di correggere gli errori singoli e doppi.

A tale scopo è utilizzato un circuito integrato che contiene sia il circuito di codifica che quello di decodifica per i codici BCH (511,493), BCH (255,239) e quelli accorciati da essi derivati.

Tale dispositivo è già utilizzato per il codec DCT puramente intra-field: nella versione a 34 Mbit/s è utilizzata l'opzione con parole da (511,493).

4.5 La trama a pacchetti

La struttura di trama video proposta (bibl. 4), organizzata in pacchetti di lunghezza fissa, presenta vantaggi dal punto di vista della semplicità e della robustezza agli errori, ma soprattutto consente la realizzazione modulare di codec HDTV.

Si è precedentemente sottolineata la necessità di dividere l'immagine HDTV in zone indipendenti in modo da consentire l'elaborazione parallela da parte di più unità di codifica. Grazie alla organizzazione dei dati a pacchetti, ciascun unità può operare in modo quasi totalmente indipendente dalle altre, producendo dati organizzati in pacchetti contraddistinti da un particolare indirizzo di sorgente.

L'indirizzo di sorgente contenuto nell'intestazione di pacchetto, consente quindi l'instradamento dei dati prodotti da una delle unità di codifica fino all'unità di decodifica corrispondente, preposta alla ricostruzione della zona di immagine ad essa assegnato.

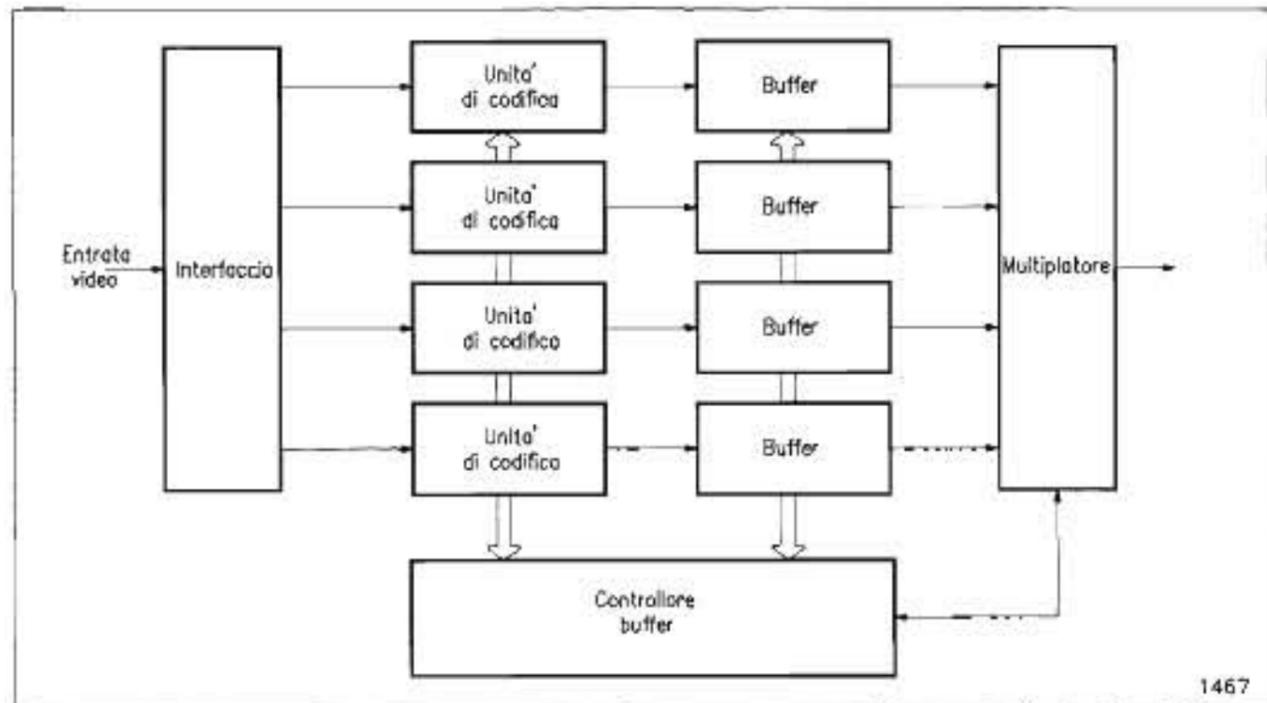



Fig. 2 — Il codificatore HDTV è composto da una interfaccia d'entrata che suddivide i campioni video attivi in N flussi, in questo esempio sono quattro, ciascuno dei quali è elaborato da un'unità di codifica. I dati risultanti sono memorizzati in un buffer e da qui prelevati, sotto forma di pacchetti, per essere multiplati e trasmessi. Il Controllore di buffer sovraintende alla organizzazione dei pacchetti, al loro prelievo ed alla determinazione del fattore di trasmissione in base all'occupazione dei buffer.

Questo processo di co-decodifica sarà più chiaro in base alla descrizione dell'architettura del codec HDTV.

5. L'architettura del codec HDTV

5.1 Lo schema a blocchi

In figura 2 è rappresentato lo schema a blocchi del codificatore HDTV.

5.2 L'interfaccia d'entrata

Il segnale in entrata viene suddiviso in N flussi, ciascuno corrispondente ad una delle N zone verticali in cui è divisa l'immagine HDTV. A ciascun flusso corrisponde una via di elaborazione.

Nel caso, ad esempio, di un formato costituito da 1440 pel per 1152 righe attive, l'immagine può essere suddivisa verticalmente in 4 zone, ciascuna costituita da un numero di pel uguale a quello presente in una immagine 4:2:2.

Quando il formato prevede un numero maggiore di pel per riga, ad esempio 1920, o un numero maggiore di righe per unità di tempo, come per i formati con scansione progressiva, il numero di flussi può essere aumentato in modo da ridurre il numero di pel attivi per ciascuna via di elaborazione.

L'interfaccia d'entrata provvede inoltre alle funzioni di recupero dei sincronismi video, generazione dei clock ed eliminazione delle porzioni non attive dell'immagine.

5.3 Le unità di codifica

I dati video appartenenti a ciascuna via vengono elaborati indipendentemente dagli altri da un'unità di codifica. Tale unità può, in linea di principio, essere basata su qualsiasi tecnica di riduzione della ridondanza. In particolare essa può essere il codificatore DCT ibrido proposto per la codifica del segnale 4:2:2, descritto in bibl. 2 ed il cui schema a blocchi è riportato in figura 3.

Le parole a lunghezza variabile in uscita da tale codificatore sono accumulate a formare parole a lunghezza fissa, ma caratterizzate da un ritmo variabile nel tempo, come descritto precedentemente.

Tali parole di lunghezza fissa potrebbero essere avviate direttamente al multiplatore di canale, ma poiché le N unità di codifica, una per ciascuna via, producono parole con un ritmo fortemente variabile e dipendente dalla complessità locale dell'immagine codificata, sarebbe praticamente impossibile individuare le singole parole in modo

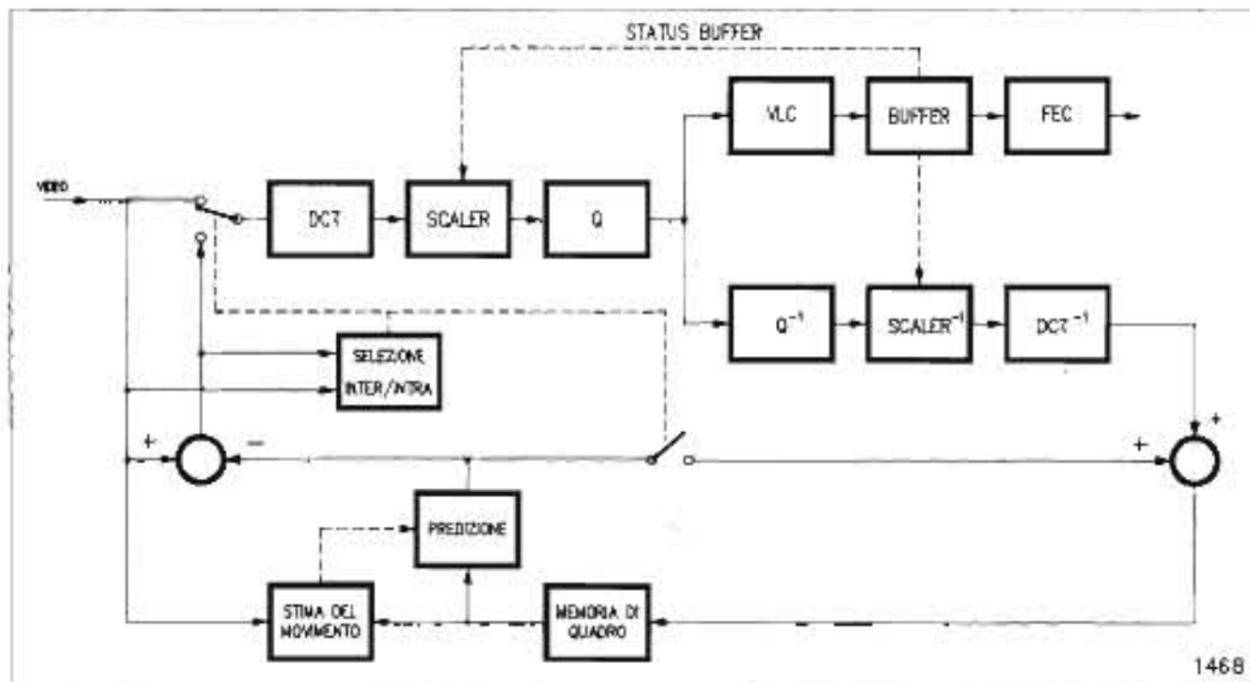



Fig. 3 — Schema a blocchi di una delle unità di codifica utilizzante come algoritmo di riduzione della ridondanza la Trasformata Coseno Discreta ibrida. I campioni in entrata, organizzati in gruppi di 8·8, vengono trasformati (DCT), moltiplicati per un fattore di scalamento (SCALER) in base al riempimento del buffer, quantizzati (Q), codificati con parole a lunghezza variabile (VLC) e memorizzati nel BUFFER dove sono organizzati in pacchetti completi di codice per la protezione dagli errori (FEC). I dati in entrata al circuito che calcola la DCT possono essere campioni video (modo intra-field) oppure differenze fra il valore di ciascun campione e un valore di predizione ottenuto a partire dai campioni appartenenti al semiquadro precedente (modo inter-field) o da quelli appartenenti al semiquadro ancora prima (modo inter-frame). In quest'ultimo caso i valori di predizione possono essere ottenuti applicando tecniche di stima e compensazione del movimento. I dati di predizione devono essere uguali, a meno di differenze dovute ad errori di trasmissione, a quelli disponibili dal lato di decodifica; per tale ragione i campioni di riferimento memorizzati nella memoria di quadro sono ottenuti mediante le operazioni inverse di quantizzazione (Q^{-1}), scalamento ($SCALER^{-1}$) e trasformata (DCT^{-1}) a partire dai dati in trasmissione.

univoco, tale da permetterne la corretta decodifica in ricezione.

Conviene quindi raggruppare le parole in pacchetti di opportune dimensioni, fornirli di una parola di intestazione che individui l'unità di codifica d'origine e, di conseguenza, quella di destinazione, e trasferire i dati al multiplatore già organizzati in pacchetti. Il formato di questi pacchetti è descritto in bibl. 4. Ciascun pacchetto contiene oltre all'intestazione e ai dati relativi al segnale video codificato, anche l'informazione relativa allo stato di riempimento del buffer di trasmissione e la ridondanza per la correzione degli errori eventualmente introdotti dal canale.

5.4 Il controllore dei buffer

Ciascuna unità di codifica è dotata di un buffer di trasmissione, che tende a riempirsi più o meno velocemente in base alla complessità della porzione di immagine codificata.

Esiste una unità di supervisione, che coordina le N unità di codifica: il controllore dei buffer. Tale unità fa sì che ciascun buffer non pervenga a condizioni di svuotamento completo (underflow) o sovraccarico (overflow) e che i pacchetti in essi contenuti vengano prelevati dal multiplatore secondo l'ordine temporale con cui ha avuto inizio la loro formazione.

Ogni qual volta viene iniziata la generazione di un nuovo pacchetto all'interno di uno degli N buffer, tale evento viene segnalato al controllore di buffer. Il controllore provvede quindi a fornire l'informazione di intestazione del pacchetto, contenente l'indirizzo della via di sorgente e di destinazione, e a memorizzare le stesse informazioni al suo interno. Quando il multiplatore richiede l'invio di un nuovo pacchetto, il controllore è così in grado di determinare quale è il pacchetto disponibile più vecchio, come tempo di inizio formazione, e di ordinare al buffer della via interessata di effettuare il trasferimento del suddetto pacchetto al multiplatore.

Nel caso in cui più pacchetti inizino a formarsi contemporaneamente in due o più delle N vie, l'assegnazione arbitraria dell'ordine di trasmissione a tali pacchetti non causa problemi di underflow dal lato ricezione, grazie alla presenza del buffer nel decodificatore.

In base alla situazione di occupazione dei buffer il controllore provvede inoltre a variare il fattore di scalamento dei coefficienti DCT allo scopo di adattare il flusso di informazione generato.

Il controllo dei buffer corrispondenti alle N vie può essere effettuato secondo diverse modalità, in funzione dei compromessi realizzativi attuati.

In particolare si possono controllare i buffer singolarmente. In questo caso se ad ogni buffer si assegna una capacità pari a quella massima prevista, il controllore fa sì che la somma delle occupazioni dei vari buffer non superi mai il limite massimo e che le unità di codifica operino con la stessa precisione. Questa soluzione non consente un uso ottimale della capacità complessiva dei buffer, ma permette una notevole semplificazione del controllore.

In alternativa il controllo dei singoli buffer può essere attuato come se si trattasse di un unico buffer; oppure è possibile utilizzare un unico buffer collegato alle uscite delle N unità. Queste soluzioni consentono di ottimizzare le dimensioni del buffer a spese di una maggiore complessità del controllore e possono essere vantaggiose in caso di un valore elevato di N.

5.5 Altri servizi

Altre informazioni, ad esempio audio e dati televideo, possono essere organizzate in pacchetti del medesimo formato inviate al multiplatore.

L'intestazione di pacchetto individua il tipo di servizio a cui esso si riferisce mediante un opportuno identificatore di servizio.

All'interno di pacchetti provenienti da sorgenti di tipo differenti si possono utilizzare criteri diversi di organizzazione dei dati e codici diversi per la protezione dagli errori, in modo da adattarsi alle specifiche caratteristiche della sorgente.

La capacità complessiva assegnata a queste informazioni può essere variabile, possibilità tipica offerta dai sistemi a pacchetto, oppure fissa e pari, ad esempio, a 2048 kbit/s.

5.6 Il multiplatore

Il multiplatore può essere concepito in modo tale da trattare tutti i tipi di pacchetto e, in base alla velocità di trasmissione sul canale, interagire con il controllore di buffer per adattare il flusso di dati generati a velocità di trasmissione differenti.

La priorità assegnata in trasmissione è diversa per i diversi tipi di pacchetto, essendo, ad esempio, conveniente assegnare priorità più elevata all'informazione video contenuta nei pacchetti di tipo F, relativi quindi ai dati a lunghezza fissa, e più bassa a quelli di tipo V, corrispondenti ai coefficienti DCT codificati mediante parole a lunghezza variabile.

Il multiplatore provvede, tramite opportuna interfaccia, alla trasmissione dei dati serializzati e codificati secondo il codice di linea prescelto.

5.7 Il decodificatore

Il decodificatore ha un'organizzazione duale a quella del codificatore. In particolare i pacchetti in arrivo vengono smistati correttamente in base all'indirizzo contenuto nell'intestazione, ma il controllore del buffer deve mantenere sotto controllo lo stato di riempimento dei vari buffer e far sì che esso sia complementare a quello dei buffer nel lato codifica.

6. I vantaggi della struttura proposta

Il codec proposto ha una struttura modulare estremamente semplice.

In pratica l'elaborazione del segnale HDTV è ottenuta mediante N moduli, ciascuno dei quali è un codificatore, o decodificatore, adatto ad elaborare un segnale 4:2:2. In questo modo si ottiene, per le differenti applicazioni, una comunanza non solo a livello di componenti, ma addirittura a livello di modulo. Ciò consente, tra l'altro, di poter effettuare le prove ed il collaudo dei codec HDTV utilizzando le stesse procedure e gli stessi segnali di prova previsti per i codec 4:2:2.

Il codec è adattabile a diversi formati video semplicemente modificando l'interfaccia d'entrata, e la corrispondente interfaccia d'uscita nel decodificatore, ed eventualmente variando il numero di unità di codifica.

È inoltre possibile, utilizzando interfacce di entrata e uscita apposite, sfruttare un codec previsto per segnali HDTV allo scopo di codificare N segnali 4:2:2, assegnando dinamicamente la capacità complessiva del canale alle differenti sorgenti, in base alla complessità delle immagini elaborate oppure assegnando una capacità parziale fissa ad ognuna di esse.

Inoltre utilizzando multiplatori differenti, è possibile adattare il sistema a canali con caratteristiche e capacità diverse.

Infine può essere assegnata una capacità prefissata oppure variabile ai dati relativi ad altri servizi, grazie alla organizzazione a pacchetti.

7. Conclusioni

Si è tentato di progettare congiuntamente il sistema di riduzione della ridondanza, la struttura di trama dei dati risultanti e l'architettura dei codec per segnali video a definizione normale e ad alta definizione. In questo modo si è ottenuta un'elevata efficienza dell'algoritmo di codifica, una robustezza nei confronti degli errori introdotti dal canale, una flessibilità di impiego, pur mantenendo la complessità realizzativa e la tecnologia richiesta entro limiti tali da garantire la fattibilità in tempi e costi accettabili.

I primi prototipi saranno disponibili fra breve e consentiranno di verificare sul campo le caratteristiche previste e ottimizzate mediante simulazioni con calcolatore. Tali prototipi, comunque, saranno ad un livello di definizione tale da consentire la produzione effettiva in tempi brevi.

Ulteriori miglioramenti, già previsti e compatibili con l'organizzazione attuale verranno introdotti in un secondo tempo. È probabile che, in base all'esperienza acquisita con l'uso di questa prima generazione di codec HDTV ed in base all'attività di normalizzazione internazionale, si passi alla realizzazione di generazioni successive, possibilmente ancora più efficienti e basate su tecnologie a più elevato livello di integrazione. Si ritiene che le soluzioni proposte, anche dal punto di vista della struttura di trama, abbiano elevate potenzialità per consentire un'evoluzione futura, ma possibilmente compatibile, del sistema ed una sua applicazione per usi diversi.

Tabella 2.
Qualità base a 34 Mbit/s

DIST.	CODEC	SEQUENZA A	B	C	D	E	F	m
4H	INTRA	43	1	5	5	2	18	12
	H-DCT	41	1	1	19	7	3	12
	RIF	4	3	5	5	5	6	5
6H	INTRA	36	1	3	1	0	12	9
	H-DCT	30	2	0	13	2	2	8
	RIF	4	4	5	4	5	5	4

Note:
(1) Il metodo di votazione è quello del doppio stimolo con scala di qualità continua, successivamente suddivisa in 100 divisioni, le cifre riportate si riferiscono a centesimi. La distanza di visione è pari 4 volte (4H) oppure 6 volte (6H) l'altezza dello schermo.
(2) Numero degli osservatori: 150.
(3) I codec confrontati sono: INTRA (codec DCT intra-field a 34 Mbit/s, Italia), H-DCT (DCT ibrida a 34 Mbit/s, Francia). RIF indica la sequenza di riferimento.
(4) Le sequenze di prova sono: Diva with Noise (A), Tempete (B), Flower Garden (C), Kiel Harbour (D), Rotating Disc (E), Mobile and Calendar (F).
(5) La media calcolata su tutte le sequenze è indicata come m.

Tabella 3.
Qualità base a 45 Mbit/s

DIST.	CODEC	SEQUENZA G	B	H	D	I	F	m
4H	DPCM	1	1	4	0	4	1	2
	H-DCT	0	−1	−1	0	2	1	0
	RIF	3	3	4	4	4	5	4
6H	DPCM	0	0	3	0	1	3	1
	H-DCT	1	−1	2	0	0	−1	0
	RIF	6	4	6	5	5	6	5

Note:
(1) vedere nota (1) di Tabella 2.
(2) Numero degli osservatori: 72.
(3) I codec confrontati sono: DPCM (codec DPCM a 45 Mbit/s, Giappone), H-DCT (DCT ibrida a 45 Mbit/s, Francia). RIF indica la sequenza di riferimento.
(4) Le sequenze di prova sono: Ciao (G), Tampete (B), Popple (H), Kiel Harbour (D), Balls of wool (I), Mobile and Calendar (F).
(5) Vedere nota (5) di Tabella 2.

APPENDICE

Prove sui codec 4:2:2

Nella primavera 1989 sono state condotte prove sui codec sottoposti al CMTT/2 al fine della definizione della norma di trasmissione del segnale 4:2:2 con qualità contributo. Le prove sono state effettuate a cura del Gruppo AD-HOC BCT (Bit-rate reduction Codec Testing) mediante alcune delle sequenze raccolte e distribuite dal Gruppo AD-HOC TPS (Test Picture Sequences); entrambi i gruppi dipendono dal IWP 11/7 del CCIR e la metodologia delle prove è stata definita in collaborazione con lo IWP 11/4.

Sono stati sottoposti a prove nelle località indicate i seguenti codec: DPCM a 45 Mbit/s giapponese (Tokyo), DCT ibrida a 45 Mbit/s e a 34 Mbit/s francese (Rennes), DCT intra-field a 34 Mbit/s italiano (Monaco). I codec a 45 Mbit/s operavano su segnali a 525 righe/60 Hz, quelli a 34 Mbit/s su 625 righe/50 Hz. I codec DPCM e DCT ibrido sono prototipi, mentre il codec DCT intra-field è prodotto dalla Telettra S.p.A. ed è disponibile in commercio.

Le prove tendevano ad accertare: la qualità base, la

qualità dopo operazioni di post-produzione (intarsio o chromakey e slow-motion), la protezione verso gli errori.

Come sorgente delle sequenze utilizzate per le prove si è usato un videoregistratore numerico 4:2:2 (formato D1). Le sequenze risultato delle prove sono state organizzate in nastri D1 secondo le procedure per prove soggettive e distribuite a 7 laboratori nel caso del formato 625 righe/50 Hz e a 3 laboratori per quello 525 righe/60 Hz; il Centro Ricerche RAI ha effettuato le prove per entrambi i formati.

Le tabelle e la figura che seguono riassumono i risultati delle prove.

I risultati delle prove soggettive di qualità base e dopo post-produzione indicano la differenza in qualità rispetto a quella di riferimento, cioè dell'originale, pertanto i valori bassi indicano degradamento minimo e il degradamento massimo è rappresentato dal valore 100. Si richiede (bibl. 11) che la differenza in qualità per qualsiasi delle sequenze di prova sia non superiore a 12 per la qualità base e 18 per la qualità dopo post-produzione.

Dall'esame dei risultati di Tabella 2 emergono le considerazioni che seguono.

La sequenza «Diva with noise» (A) è particolarmente critica, in pratica è stata proposta allo scopo di evidenziare i difetti dei sistemi di riduzione della ridondanza (vedere bibl. 2, paragrafo 3.6).

La sequenza «Mobile and calendar» (F) è caratterizzata da dettaglio e molta informazione di crominanza, è quindi di difficile codifica da parte del sistema DCT intra-field, mentre il sistema ibrido offre buone prestazioni. È inoltre noto che tale sequenza trae un forte vantaggio dall'uso della compensazione del movimento.

Nel caso della sequenza «Kiel Harbour» (D) il codec ibrido presentò durante le prove dei problemi di rigenerazione del clock. Il risultato indicato deve quindi essere ignorato.

Entrambi i codec presentano buone prestazioni nel caso delle restanti sequenze.

Dai risultati di Tabella 3 si trae la conclusione che la qualità offerta da entrambi i codec, DPCM e DCT ibrido, è buona a 45 Mbit/s. I codec non sono stati provati con la sequenza più critica, ovvero «Diva with noise» (A).

Dalla Tabella 4 si desume una prestazione molto migliore del sistema DCT ibrido rispetto a quello DCT intra-field nel caso di intarsio o chroma-key. Ciò è particolarmente evidente nel caso della sequenza «Master» (L).

A 45 Mbit/s, come si desume dalla Tabella 5, entrambi i sistemi DCT ibrido e DPCM offrono buone prestazioni. Anche in questo caso non era disponibile la sequenza risultata più critica nel caso del 34 Mbit/s, cioè «Master» (L).

La figura 4 mostra una buona prestazione dei codec DPCM e DCT ibrido con probabilità d'errore inferiori a 10^{-5}, ma un rapido peggioramento al crescere della stessa. Il codec DCT intra-field presenta una caduta in prestazioni più graduale.

È stato inoltre valutato il tempo di recupero del sincronismo nel caso in cui si presenti un'interruzione del segnale pari a 50 ms. I tempi di recupero per i diversi codec sono stati i seguenti:

DCT intra-field	2 semiquadri
DCT ibrido	16 semiquadri
DPCM	16 semiquadri

Solamente il codec DCT intra-field ha soddisfatto i requisiti di recupero del sincronismo prefissati.

(3846)

Tabella 4.
POST-PRODUZIONE A 34 MBIT/S

DIST.	CODEC	CHROMA-KEY SEQUENZA				SLOW-MOTION SEQUENZA			
		I	L	G	mc	E	D	M	ms
4H	INTRA	3	28	0	11	−2	6	0	1
	H-DCT	4	10	2	5	2	3	−3	1
	RIF	4	5	4	4	3	4	3	3
6H	INTRA	1	24	1	9	1	2	0	1
	H-DCT	4	7	1	4	1	1	−5	−1
	RIF	5	4	4	4	4	3	2	3

Note:
(1) vedere nota (1) di Tabella 2.
(2) Numero degli osservatori: 126.
(3) vedere nota (3) di Tabella 2.
(4) Le sequenze di prova sono: Balls of wool (I), Master (L), Ciao (G), Rotating Disc (E), Kiel Harbour (D), Cruising (M).
(5) La media calcolata sulle sequenze su cui è stato effettuato l'intarsio (CHROMA-KEY) è indicata come mc, quella sulle sequenze per cui si è praticato il movimento rallentato (SLOW-MOTION) è indicato come ms.

Tabella 5.
POST-PRODUZIONE A 45 MBIT/S

DIST.	CODEC	CHROMA-KEY SEQUENZA				SLOW-MOTION SEQUENZA			
		H	B	G	mc	N	D	M	ms
4H	DPCM	1	2	−1	1	−1	0	0	0
	H-DCT	1	0	0	1	1	−3	1	0
	RIF	4	4	3	4	4	3	5	4
6H	DPCM	0	2	0	0	0	−1	0	−1
	H-DCT	0	0	1	0	1	−2	1	0
	RIF	4	6	4	5	5	5	5	5

Note:
(1) vedere nota (1) di Tabella 2.
(2) Numero degli osservatori: 69.
(3) vedere nota (3) di Tabella 2.
(4) Le sequenze di prova sono: Popple (H), Tempete (B), Ciao (G), Shinjuku (N), Kiel Harbour (D), Cruising (M).
(5) vedere nota (5) di Tabella 4.

Fig. 4 — Prestazioni dei seguenti codec: DPCM (prototipo DPCM a 45 Mbit/s, Giappone); H-DCT (prototipo DCT ibrida a 34 Mbit/s, Francia); INTRA (codec DCT intra-field a 34 Mbit/s, Italia, prodotto dalla Telettra S.p.A.). I risultati sono espressi come gradi di degradamento (scala CCIR a 5 livelli; 5 = impercettibile, 4 = percettibile ma non disturbante, 3 = leggermente disturbante, 2 = disturbante, 1 = molto disturbante) in funzione della probabilità di errore sul canale. Il numero di osservatori è pari a 30 per i sistema a 34 Mbit/s e a 72 per quelli a 45 Mbit/s.

BIBLIOGRAFIA

1. - DEL PERO R.: *Codifica del segnale televisivo numerico: metodi di riduzione della ridondanza.* «Elettronica e Telecomunicazioni», n. 1, 1989, pagg. 9-16.
2. - BARBERO M., STROPPIANA M.: *Codifica del segnale televisivo numerico: sistemi di riduzione della ridondanza mediante l'uso della trasformata coseno discreta.* «Elettronica e Telecomunicazioni», n. 1, 1989, pagg. 17-29.
3. - BARBERO M., BELLORA R., STROPPIANA M.: *Codifica del segnale video numerico: Codici a lunghezza variabile applicati ai coefficienti DCT.* «Elettronica e Telecomunicazioni», in questo numero.
4. - BARBERO M., DEL PERO R., GIROMINI P.: *Codifica del segnale televisivo numerico: struttura di trama per un sistema basato su DCT.* «Elettronica e Telecomunicazioni», in questo numero.
5. - IWP CMTT/2: *Revised version of Draft Report AD/CMTT: Digital Transmission of Component-Coded Television Signal at 30-34 Mbit/s and 45 Mbit/s.* Giugno 1989.
6. - *Progress Report by AHG-BCT (Ad-Hoc-Group Bit-rate reduction Code Testing).* doc. IWP 11/7-249, Giugno 1989.
7. - *DTV-34 DCT Codec TV per sistemi di trasmissione digitale a 34 Mbit/s.* Telettra - Divisione trasmissione, Febbraio 1989.
8. - MATSUMOTO S., SAITO M., MURAKAMI H.: *120/140 Mbps Intrafield DPCM System for Digital Transmission of HDTV Programs.* Second International Workshop on Signal Processing of HDTV, L'Aquila 1988.
9. - SAWADA K., YASHIMA Y.: *High Efficiency Coding of HDTV Signals at the BroadBand ISDN H4 Rate.* Second International Workshop on Signal Processing of HDTV, L'Aquila 1988.
10. - BARBIERI G., MOLO F., TEJERINA J.L.: *A Modular and Flexible Video Codec Architecture for Application to TV and HDTV.* 16th International TV Symposium Montreux Switzerland, Broadcast Session, pagg. 410-420, Giugno 1989.
11. - IWP 11/7: *Draft Report AG/11 User Requirements for Digital Television Transmission.* Giugno 1989.

CODIFICA DEL SEGNALE TELEVISIVO NUMERICO: STRUTTURA DI TRAMA PER UN SISTEMA BASATO SU DCT

M. BARBERO, R. DEL PERO, P. GIROMINI*

SOMMARIO - Il presente articolo illustra l'organizzazione di trama progettata al fine della trasmissione di segnali video numerici codificati mediante l'uso della Trasformata Coseno Discreta (DCT). Si analizzano gli effetti degli errori di trasmissione sia sotto forma di degradamento qualitativo delle immagini ricostruite, sia come perdita di sincronismo dell'informazione video. Per ovviare a tali problemi possono essere utilizzati codici per la correzione degli errori: vengono valutate le prestazioni ottenibili con codici ciclici abbinati a tecniche di «interleaving». Si passa quindi alla descrizione di una struttura di trama che consente di ottenere un'alta efficienza unitamente ad un'elevata robustezza agli errori. Significativo è l'utilizzo della tecnica di mascheramento degli errori che permette di ridurre il degradamento con l'introduzione di una ridondanza limitata grazie all'uso di codici ciclici a rivelazione degli errori (CRC). Di questa tecnica vengono anche analizzati i limiti intrinseci. I risultati presentati sono basati su simulazioni effettuate presso il Centro Ricerche RAI su sequenze video mediante l'uso di calcolatore. Sono attualmente in fase avanzata di sviluppo codec utilizzanti l'organizzazione dei dati descritti, che sono oggetto di una proposta di normalizzazione presso il CMTT. È disponibile la versione inglese dell'articolo.

SUMMARY - **Digital TV signal coding: framing structure for a system based on DCT.** *The present article describes the frame organisation designed for the transmission of digital video signals coded by using the Discrete Cosine Transform (DCT). The effects of transmission errors, both as picture quality impairment and as synchronisation loss of video information, are examined. To solve such problems error correcting codes can be used: the performance of cyclic codes together with interleaving techniques is evaluated. The a frame structure which is characterised by a high efficiency and robustness against errors is described. Significant is the use of the error concealment technique: it allows the reduction of subjective impairment due to errors by usign cyclic codes for error detection (CRC). The intrinsic limits of such a technique are analysed. The presented results are based on computer simulations carried out at the RAI Research Centre on video sequences. Codecs using the described data organisation are at present being developed and the structure is subject of a proposal to CMTT for standardisation. The English version of this article is available.*

1. Introduzione

In un articolo precedente (bibl. 1) sono state descritte le ricerche svolte presso il Centro Ricerche RAI volte alla definizione di un codificatore del segnale televisivo basato sull'algoritmo di Trasformata Coseno Discreta (DCT, Discrete Cosine Transform) ibrida. Queste ricerche hanno portato alla definizione dello schema funzionale del codecodificatore descritto nello stesso articolo. Sorge il problema di trasmettere il segnale così codificato, di organizzare opportunamente le informazioni e proteggere le stesse dagli errori di trasmissione.

In questo articolo si affronta il problema della definizione di una struttura di trama che presenti buone caratteristiche dal punto di vista del recupero dei sincronismi, elevata robustezza in presenza di errori di trasmissione e capacità di limitare il degradamento qualitativo da essi introdotto.

Tale struttura di trama è adatta sia alla trasmissione del segnale televisivo a definizione normale, sia alla trasmissione di segnali ad alta definizione (HDTV, High Definition Television). Nel seguito si individuerà con il termine 4:2:2: il segnale video numerico a componenti conforme alla Raccomandazione 601 del CCIR; tale denominazione fa riferimento al rapporto fra le frequenze di campionamento della componente di luminanza e delle due componenti di crominanza. Nel caso di HDTV il formato è tuttora in discussione presso gli organismi di normalizzazione.

L'argomento della codifica del segnale video per la sua trasmissione è oggetto di studi nell'ambito del progetto europeo di ricerca EUREKA EU-256 a cui partecipano, oltre al Centro Ricerche RAI, l'ente televisivo spagnolo RTVE, l'Universidad Politecnica de Madrid e, in qualità di industrie la Telettra S.p.A. e la Telettra Espana S.A. I risultati di questi studi sono oggetto di contributi ad organismi internazionali per la normalizzazione, quali il gruppo di lavoro CMTT/2 (bibl. 2).

(*) Ing. Maurizio Barbero, ing. Roberto Del Pero del Centro Ricerche RAI - Torino; ing. Pierangelo Giromini del Politecnico di Torino. Dattiloscritto pervenuto alla redazione il 20 luglio 1989.

2. Struttura del segnale video

2.1 Metodi per la riduzione della ridondanza

Per comprendere l'organizzazione del segnale al fine della sua trasmissione è opportuno riesaminare brevemente le operazioni che su questo vengono effettuate; per maggiori dettagli si fa comunque riferimento ad altri articoli che meglio affrontano questi argomenti e, in particolare, a bibl. 1 per le operazioni di codifica e bibl. 3 per la descrizione del codice a lunghezza variabile adottato.

La DCT viene calcolata su blocchi quadrati di 8 pel (elementi di immagine) di lato usando un algoritmo di codifica di tipo ibrido, che adotta cioè sia metodi predittivi che di trasformazione. In base a criteri di minimizzazione della quantità di dati prodotti per unità di tempo (bit-rate) vengono codificati i campioni video appartenenti a ciascun semiquadro (modo intra-field), le differenze tra i campioni appartenenti al semiquadro attuale e quelli appartenenti al semiquadro immediatamente precedente (modo inter-field) oppure le differenze rispetto al semiquadro precedente coposizionato (modo inter-frame).

L'operazione di quantizzazione converte questi valori in un numero prefissato di livelli secondo una legge che è essenzialmente uniforme.

I livelli di uscita del quantizzatore sono codificati mediante un codice a lunghezza variabile (VLC, Variable Length Code); questa operazione ha lo scopo di adattare il più possibile il numero medio di bit di codifica all'entropia della sorgente.

Il codice usato è citato in letteratura come B_2- code in quanto l'unità minima di codifica è costituita da una coppia di bit.

Il primo bit è detto bit di continuità ed indica semplicemente se la parola di codice prosegue o termina dopo la coppia a cui appartiene; in questo modo si possono identificare le singole parole di codice indipendentemente dalla loro decodifica, opportunità non possibile per altri codici a lunghezza variabile, quali ad esempio quello di Huffman. L'uso di questo codice risulta vantaggioso al fine di semplificare le operazioni di decodifica e di facilitare il recupero del sincronismo di parola.

Il secondo bit di ogni coppia è invece un bit di informazione.

Per rendere più efficiente l'operazione di codifica della sorgente, in entrata al blocco VLC vengono codificati non solo i coefficienti DCT, ma anche le sequenze di zeri consecutivi trattate come simboli distinti dell'alfabeto di sorgente. Questa scelta risulta vantaggiosa in quanto l'operazione di trasformazione, eleminando la correlazione tra i campioni, altera la loro distribuzione statistica in modo tale che essa presenti un picco centrato attorno al valore zero.

Un'opportuna scansione dei coefficienti permette di avere con alta probabilità sequenze di zeri consecutivi specie in corrispondenza dei coefficienti a frequenza più elevata. In base a questa considerazione si preferisce non inviare la parola corrispondente all'ultima sequenza di zeri, se presente, ma utilizzare un simbolo opportuno per indicare la fine del blocco, tale simbolo è indicato come EOB (End Of Block). Questa scelta permette un'ulteriore riduzione della ridondanza.

2.2 Organizzazione dei dati video

Come detto precedentemente, l'operazione di trasformazione DCT avviene su un *blocco* quadrato di 8 pel di lato. Questo rappresenta l'unità minima di organizzazione dei dati video e viene delimitato, dopo la codifica VLC, dagli EOB.

Il livello successivo di organizzazione è il *quadriblocco*: poiché le due componenti di crominanza risultano sottocampionate orizzontalmente, un blocco di codifica delle componenti di crominanza di 8 campioni di lato interessa una superficie equivalente a due blocchi di luminanza adiacenti. Il quadriblocco è pertanto costituito dai dati relativi a due blocchi di luminanza adiacenti e ai due blocchi di crominanza corrispondenti e rappresenta quindi l'informazione completa relativa ad una superficie di 16 × 8 pel. I dati relativi a ciascuno dei due blocchi di luminanza di un quadriblocco sono trasmessi intercalati con quelli dei due blocchi di crominanza.

Il livello di organizzazione ancora superiore è la *striscia* che rappresenta 8 righe video attive consecutive. Nel caso di segnale televisivo 4:2:2; per il quale la riga attiva video è composta da 720 campioni, una striscia risulta costituita da 45 quadriblocchi.

Infine ciascun quadro televisivo è costituito da due semiquadri, per i sistemi interlacciati, e nel caso del sistema 4:2:2 un semiquadro contiene 36 striscie (per il formato a 625 righe/50 Hz) oppure 31 striscie (525 righe/60 Hz).

A ciascun livello di organizzazione dei dati video corrispondono sia dati a lunghezza variabile, derivati dalla codifica VLC dei coefficienti DCT, sia dati a lunghezza fissa.

A livello di singolo quadriblocco vengono codificati i modi di trasmissione relativi ai due blocchi di luminanza ed alle due componenti di crominanza congiuntamente. Per ciascun quadriblocco si indica anche se viene usata la compensazione del movimento e, in caso affermativo, il vettore da utilizzare.

Il fattore di trasmissione è invece riferito ad ogni striscia e, separatamente, alle componenti di luminanza e crominanza. Questa informazione è necessaria al ricevitore per calcolare il fattore di scalamento per i coefficienti DCT.

Esistono poi un certo numero di informazioni che interessano globalmente un semiquadro, quali le componenti dei vettori movimento ed altre informazioni di tipo più generale e ripetute a livello di semiquadro.

2.3 Sincronizzazione del segnale video

Per poter ricevere e decodificare correttamente il segnale video numerico così organizzato è necessario definire vari livelli di sincronizzazione.

Il primo livello è costituito dal sincronismo di bit che deve essere recuperato dal demodulatore.

Il sincronismo di parola, relativo alla codifica dei coefficienti DCT, è ottenuto a partire dalla struttura del codice a lunghezza variabile ed in particolare del bit di continuità.

Esiste poi la necessità di recuperare un sincronismo di fine blocco, essendo variabile il numero dei coefficienti codificati, e questo viene ricavato dalla presenza degli EOB.

L'ultimo livello di sincronismo riguarda l'intero quadro video.

Il recupero dei sincronismi deve poter avvenire anche in presenza di errori di trasmissione. La perdita del sincronismo di blocco può comportare un notevole degradamento della qualità dell'immagine decodificata, degradamento che interessa tutti i quadriblocchi finché il sincronismo stesso non viene recuperato.

Appare quindi evidente l'importanza di rivelare la perdita dei sincronismi di blocco e di ridurre al minimo il tempo per il loro recupero. A questo scopo si può convenientemente sfruttare la presenza di due EOB distinti (indicati come EOB_0 ed EOB_1) e generare sequenze secondo un ordine predefinito dei due simboli.

La sequenza di ripetizione deve essere deterministica, predefinita e presentare un periodo di ripetizione elevato.

Queste esigenze richiedono che la funzione di autocorrelazione, relativa alla sequenza che genera i due simboli, sia il più possibile concentrata in modo da garantire un'elevata capacità di identificazione del simbolo all'interno di una sequenza anche lunga.

Per rispondere a queste esigenze si fa ricorso ad un generatore pseudocasuale per ricavare la successione dei due simboli; la stessa sequenza deve essere disponibile sia al codificatore che al decodificatore.

Si prevede di generare la sequenza di EOB tramite due generatori pseudocasuali. Il primo dei due è costituito da un registro a scorrimento (*shift register*) costituito da 4 celle ed ha una periodicità pari a $2^4 = 16$; la sequenza generata è la seguente:

0000 1111 0101 1001

oppure la sequenza complementare:

1111 0000 1010 0110

dove 0 corrisponde all'invio di EOB_0 e 1 a quello di EOB_1.

Vengono emesse la prima sequenza oppure la sua complementata in base ai bit forniti dal secondo generatore pseudocasuale che ha un polinomio generatore di grado 11 e periodicità pari a $2^{11} - 1$. Complessivamente la periodicità della sequenza è pari a $2^{15} - 2^4$; lo stato iniziale del secondo generatore è caricato all'inizio di ogni quadro.

In ricezione è possibile rivelare facilmente la perdita o la creazione di EOB a causa di errori di trasmissione basandosi sulla loro periodicità con fattore 16.

In base al fatto che venga ricevuta la prima sequenza oppure la sua complementata, viene caricato uno 0 oppure un 1 nel registro corrispondente al secondo generatore pseudocasuale; in tal modo esso viene sincronizzato.

La sincronizzazione avviene quindi in due passi e ciò permette di avere tempi brevi di recupero del sincronismo sulla sequenza più breve e di poter rivelare la presenza di errori sugli EOB, senza dover attendere la ricezione di un intero quadro. Al tempo stesso ogni EOB è unicamente identificato all'interno di un quadro.

Da simulazioni effettuate si è visto che con questa struttura il sincronismo video può essere mantenuto anche con tassi di errore dell'ordine di 10^{-2}.

3. Cause ed effetti degli errori

È opportuno definire una struttura di trama per il segnale video tenendo in considerazione la distribuzione statistica degli errori e gli effetti che essi producono; in questo modo è possibile proteggere adeguatamente l'informazione trasmessa, pur mantenendo al minimo la ridondanza aggiunta.

A causa del rumore presente sul canale di trasmissione possono essere generati degli errori sui bit trasmessi; se si suppone di descrivere il rumore come un processo additivo gaussiano bianco, gli errori risultano essere statisticamente indipendenti: questo è il caso in cui il canale numerico può essere rappresentato come un canale binario simmetrico. Questo modello risulta senz'altro adeguato nel caso in cui la trasmissione del segnale video avvenga su fibra ottica dove, inoltre, la probabilità di errore ha valori molto bassi. Diverso è il caso di trasmissione punto-punto su ponte radio o via satellite dove la probabilità di errore è generalmente più elevata e, a causa di anomalie trasmissive, quali affievolimenti o *fading*, o per l'uso di schemi di modulazione con codifica differenziale, si possono avere probabilità di errore molto elevate concentrate in intervalli di tempo ristretti. In questo caso la distribuzione degli errori non è più uniforme, ma si hanno burst di errore, cioè di intervalli di tempo in cui il canale presenta una probabilità di errore sul bit (BER, Bit Error Rate) pari ad 1/2.

Attualmente è specificato (bibl. 4) come requisito per la trasmissione televisiva numerica che il degradamento dell'immagine rispetto all'originale 4:2:2 sia accettabile a tassi di errore di 10^{-4} (la Raccomandazione G821 del CCITT indica 10^{-3} come limite operativo normale). Ciò può includere burst di errore fino a lunghezze di 30 bit, benché le caratteristiche dei burst di errore siano ancora da specificare.

Nella definizione degli schemi di protezione dagli errori è necessario prevedere entrambi questi fenomeni.

Analizziamo ora quali sono gli effetti che un errore produce sulle varie informazioni trasmesse.

Una prima distinzione va fatta tra le informazioni aggiuntive, tipicamente indicate come dati a lunghezza fissa, ed i coefficienti DCT, codificati con parole a lunghezza variabile.

Fra le prime vi sono ad esempio il fattore di trasmissione, le coordinate dei vettori movimento, la codifica dei modi di trasmissione. È evidente che la presenza di errori comporta un sensibile degradamento della qualità dell'immagine ricevuta la cui entità dipende anche dal tipo di parametro. Ad esempio l'utilizzo di un fattore di trasmissione diverso da quello usato in fase di codifica porta ad un diverso scalamento inverso dei coefficienti appartenenti ad una striscia. Se invece sono alterati i valori delle coordinate dei vettori movimento, si ha un'errata traslazione dei blocchi di predizione all'interno dell'immagine e quindi una ricostruzione errata della immagine stessa. Se infine sono interessati dagli errori i modi di trasmissione, si ha, anche in questo caso, l'adozione in ricezione di una predizione diversa da quella originaria.

È evidente come tutti questi errori possano risultare ampiamente visibili sull'immagine ricevuta e come quindi sia necessario adottare schemi molto efficienti di protezione dagli errori.

Se ora passiamo ad analizzare gli effetti degli errori sui coefficienti DCT è opportuno considerare la presenza di un'operazione di codifica a lunghezza variabile e che questa è effettuata sia per i singoli coefficienti, sia per le sequenze di zeri consecutivi; a seconda della funzione del bit affetto da errore si possono verificare quindi situazioni differenti fra loro.

Innanzitutto se l'errore interessa un bit di continuità, ciò può comportare la creazione di due parole a partire da una, oppure la fusione di due parole in una sola.

Si noti che nel secondo caso il decodificatore può es-

Fig. 1 - Esempio di codifica di due coefficienti mediante VLC: effetto dovuto all'introduzione di un errore. Nel caso a) l'errore è su un bit di continuità e pertanto a partire da una singola parola ne vengono generate due sbagliate con conseguente errato posizionamento dei coefficienti appartenenti al blocco e codificati mediante le parole successive a quella affetta da errore. Nel caso b) l'errore sul bit di continuità comporta la fusione di due parole di codice, in questo caso particolare la parola risultante non può essere decodificata perché di lunghezza superiore alla massima, viene quindi rivelata la presenza di un errore. Nel caso c) l'errore è su un bit di informazione e comporta l'errata decodifica del coefficiente corrispondente.

sere impossibilitato ad effettuare la decodifica, se la parola risultante ha una lunghezza superiore a quella massima, pari a 18 bit e viene quindi rivelata la presenza di errori.

Se invece l'errore interessa un bit di informazione, rimane invariata la corretta divisione delle parole, ma viene decodificato un simbolo diverso da quello originario. Può quindi accadere che venga variato il valore di un coefficiente DCT oppure che un coefficiente venga decodificato come una sequenza di zeri o viceversa.

In figura 1 sono riportati alcuni esempi di errata decodifica dovuta ad un singolo errore.

In generale la presenza di errori può comportare, oltre alla variazione dei valori dei coefficienti DCT, anche la variazione del loro numero o l'errato posizionamento di coefficienti non affetti da errore. Si noti che, se il numero di coefficienti ricostruiti rimane inferiore a 64, il decodificatore effettua egualmente la decodifica ponendo a zero i coefficienti rimanenti, essendo noto che l'ultima sequenza di zeri non viene trasmessa, ma viene anticipata la trasmissione dello EOB. Se invece si supera il numero di 64 coefficienti, non è più possibile effettuare una corretta decodifica e viene rivelata la presenza di errori.

Consideriamo ora l'effetto degli errori sugli EOB. Se si perde un singolo EOB, l'errore interessa i due blocchi di codifica adiacenti ad esso che risultano non essere più distinti; si è quindi in presenza di un errore che si propaga al di fuori del blocco. Se invece si perde un numero maggiore di EOB viene a mancare la possibilità di decodificare i coefficienti in modo corretto fino a quando il sincronismo non viene recuperato. Infine può accadere che errori interni alla codifica dei coefficienti DCT portino alla generazione di falsi EOB; anche questa situazione può portare alla perdita del sincronismo.

Relativamente agli errori sui coefficienti DCT, è necessario considerare che questi possono propagarsi nei semiquadri successivi se il codificatore funziona in modo inter-field od inter-frame; in tal caso infatti i coefficienti errati vengono antitrasformati generando campioni video errati su un intero blocco, che vengono memorizzati e usati come predizione per il semiquadro od il quadro successivo. Di conseguenza anche i nuovi campioni video ricostruiti risultano affetti da errore e la propagazione degli stessi continua finché il blocco non viene codificato in modo intra-field, cioè vengono trasmessi gli effettivi coefficienti trasformati.

4. Organizzazione a pacchetti

I sistemi di codifica basati sulla riduzione della ridondanza, ed in particolare quello qui descritto, sono caratterizzati da una elevata flessibilità di impiego. Infatti la loro adattatività alle caratteristiche del segnale da codificare e a quelle del canale di trasmissione ne permettono l'uso per applicazioni con obiettivi di qualità diversi e li rendono adatti a canali con capacità differenti.

Questo vantaggio intrinseco del sistema di codifica può essere ulteriormente ampliato da una struttura di trama video che garantisca: applicabilità a diversi formati televisivi e di trasmissione; facile recupero del sincronismo di trama, e possibilmente stretto legame fra la trama di trasmissione e quella video, allo scopo di facilitare le operazioni di sincronizzazione; elevata robustezza in caso di errori; limitata quantità di dati necessari per la gestione della trama stessa.

La struttura di trama video proposta è compatibile con diversi formati televisivi, in particolare i sistemi 4:2:2 e quelli HDTV attualmente allo studio. Tale compatibilità può essere ottenuta mantenendo inalterata l'organizzazione di base dei dati all'interno della trama, come risulterà evidente da una descrizione più dettagliata.

I dati video sono organizzati in pacchetti di lunghezza fissa, strutturalmente identici per tutte le applicazioni.

L'organizzazione di tipo comune consente anche un progetto di tipo modulare dei co-decodificatori; nel caso del segnale HDTV è necessario, con l'attuale tecnologia, elaborare in parallelo i dati video: la trama a pacchetti rende possibile l'adozione di una struttura modulare e parallela.

Il formato e le dimensioni scelti per i pacchetti sono adatti al tipo e caratteristiche dei dati, al codice di protezione dagli errori prescelto e conseguentemente permettono una elevata efficienza, riducendo al minimo la ridondanza richiesta per la gestione di trama.

Oltre ad adattarsi alle organizzazioni di trama per i vari bit-rate attualmente previsti dal CCITT, si può ritenere che l'attuale struttura a pacchetti permetta un facile adattamento alle reti di telecomunicazione ad accesso asincrono (ATM, Asynchronous Transfer Mode) attualmente allo studio a livello internazionale; tali reti permetteranno al segnale video di condividere il canale con altri servizi telematici e telefonici nell'ottica di creare una rete integrata.

4.1 CODICE A CORREZIONE DEGLI ERRORI E INTERLEAVING

Per proteggere i dati dagli errori distribuiti in modo uniforme è opportuno usare un codice a correzione. La scelta del codice deve rispondere congiuntamente all'esigenza di ottenere buone prestazioni, di introdurre una ridondanza non eccessiva, di essere realizzabile con circuiti integrati in grado di operare alle velocità richieste.

Tenendo presente queste esigenze una possibile scelta è rappresentata dai codici a blocco ciclici del tipo BCH (Bose, Chaudhuri, Hocquenghem). Questo tipo di codici, derivati dai codici di Hamming, presenta la massima efficienza in termini di rapporto fra capacità correttive introdotta. Per maggiori dettagli sulla struttura ed il funzionamento dei codici BCH in generale si veda la bibliografia 5.

Si è rivelato particolarmente adatto il codice BCH (255,239) che è in grado di correggere tutte le configurazioni di errore singole e doppie su parole di 255 bit con l'introduzione di soli 16 bit aggiuntivi e quindi di una ridondanza che risulta pari al 6,7%. È stato realizzato appositamente un circuito integrato in grado di effettuare la correzione nel caso di codici BCH (255,239) e BCH (511,493) e di quelli accorciati da essi derivati.

È già stato sottolineato come gli errori possono essere concentrati in burst; in tal caso un codice come quello proposto risulta inefficace. Si potrebbe ricorrere ad altri codici quali quelli di Reed-Solomon che sono in grado di correggere simboli, corrispondenti a sequenze di bit di lunghezza prefissata, all'interno delle parole codificate; essi risultano molto efficienti in presenza di burst di errori.

Una tecnica alternativa consiste nel ricorrere all'uso congiunto di un codice adatto alla correzione di errori uniformemente distribuiti, come il BCH, e di un fattore di interleaving (o interlacciamento): essa garantisce buone prestazioni sia in presenza di errori isolati che di burst.

Si è quindi adottato il codice BCH suddetto, più un fattore di interleaving pari a 16. I dati video vengono organizzati e protetti mediante 16 parole BCH come illustrato in figura 2.

Utilizzando questa tecnica, che non prevede l'introduzione di ridondanza aggiuntiva, il codice BCH è ancora in grado di correggere gli errori anche quando si verificano burst di lunghezza fino ad un massimo di 32 bit.

I pacchetti sono di lunghezza fissa e costituiti da 255 parole di 16 bit ciascuna per un totale di 4080 bit. Di queste, le ultime 16 contengono la ridondanza relativa al codice BCH.

Fig. 2 - Organizzazione del codice BCH e fattore di interleaving. I dati vengono scritti e letti per colonne mentre la ridondanza del codice BCH viene calcolata sulle righe realizzando il fattore di interleaving richiesto.

Tutti i dati sono organizzati in pacchetti di tali dimensioni: si esamina ora nel dettaglio l'organizzazione dei dati video.

4.2 STRUTTURA DEI PACCHETTI

Nel caso del sistema 4:2:2 si prevede che i dati video siano contenuti in due diversi tipi di pacchetti: i primi, detti di tipo F, contengono i dati a lunghezza fissa, mentre i secondi, detti di tipo V, contengono i dati a lunghezza variabile, cioè i coefficienti DCT codificati con parole a lunghezza variabile.

In Appendice viene descritta in maggiore dettaglio la struttura dell'intestazione (Header) mediante la quale vengono distinti i due tipi di pacchetto F e V e l'organizzazione dei pacchetti stessi, quale attualmente proposta per il sistema 4:2:2.

La distinzione dei due tipi di informazione in pacchetti diversi, identificati come due sorgenti distinte, semplifica la struttura del decodificatore e del codificatore, con vantaggi sensibili nella progettazione degli apparati. Infatti i due tipi di informazioni, F e V, sono prodotti a velocità diverse: le informazioni F rappresentano meno di 1 Mbit/s, mentre il restante flusso è occupato dalle informazioni V. È quindi possibile operare sui dati F con circuiti più complessi, per esempio programmabili, ma meno veloci, mentre è preferibile che i circuiti che operano sulle parole VLC siano semplici, organizzabili in modo parallelo, e molto più veloci.

Appare quindi evidente come le scelte relative a VLC, struttura di trama e strategie di protezione dagli errori, non siano indipendenti ed abbiano profonde implicazioni sulla fattibilità del co-decodificatore.

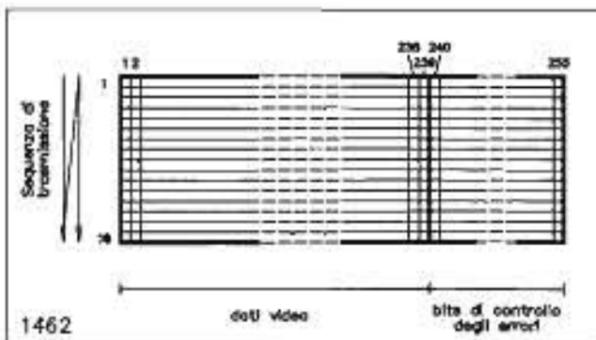
Ciò è particolarmente importante nel caso di codec capaci di operare sul segnale HDTV, dove la quantità di dati da elaborare nell'unità di tempo è quattro cinque volte maggiore che per il segnale 4:2:2.

Nel caso di HDTV, il codificatore è costituito da moduli; ciascun modulo elabora una porzione dell'immagine televisiva. Questa struttura parallela viene rispecchiata anche dalla struttura di trama. Ciascun modulo si comporta come una sorgente distinta di informazione e genera pacchetti identificati mediante un opportuno indirizzo di sorgente. Rimane inoltre valida la distinzione, per ciascuna sorgente, fra pacchetti F e pacchetti V.

4.3 EFFICIENZA DELLA STRUTTURA DI TRAMA

Un parametro di valutazione della bontà della trama è l'efficienza, intesa come rapporto fra il numero medio di bit utilizzato per la codifica dei coefficienti DCT ed il numero complessivo di bit trasmessi. Ovviamente questo valore è funzione del bit-rate di trasmissione. Si considerano aggiuntive le informazioni costituite dai pacchetti di tipo F, le intestazioni di pacchetto e gli End Of Block. Si considerano essenziali per l'ottenimento della massima qualità di codifica solo i dati relativi ai coefficienti DCT, ed in particolare quelli codificati con parole a lunghezza variabile.

Sono state effettuate valutazioni a 30 Mbit/s e 15 Mbit/s, due velocità di trasmissione significative rispet-

tivamente nel caso di canali di trasmissione con qualità contributo e in quello di canali per distribuzione secondaria o diffusione.

In base alla suddetta definizione della efficienza σ si sono determinati i seguenti valori:

$$\sigma = 0{,}84 \qquad (30\ \text{M bit/s})$$
$$\sigma = 0{,}75 \qquad (15\ \text{M bit/s})$$

L'efficienza diminuisce al decrescere della velocità di trasmissione, poiché rimangono costanti i dati considerati aggiuntivi propri dei pacchetti di tipo F. È quindi importante progettare una struttura di trama che garantisca un elevato sfruttamento della capacità di canale per trasmettere i coefficienti DCT, soprattutto ai bassi bit rate, dove le implicazioni sulla qualità delle immagini ottenibile sono più evidenti.

I suddetti valori di efficienza sono stati confrontati con quelli ottenuti in base ad altre configurazioni di trama ed hanno dimostrato che la struttura a pacchetti proposta ha caratteristiche migliori anche sotto questo punto di vista.

5. Prestazioni della struttura proposta in presenza di errori sul canale

Per poter affermare che la struttura di trama descritta precedentemente garantisce una buona qualità del segnale riprodotto è anche necessario valutare le prestazioni in termini di errori corretti e rivelati. Infatti la presenza di errori residui ha effetti in genere molto visibili sull'immagine video decodificata.

5.1 Prestazioni del codice BCH

Il maccanismo fondamentale di protezione dagli errori è costituito dal codice BCH. Per valutare le sue prestazioni si può calcolare il BER all'uscita del decodificatore BCH in funzione del BER sul canale.

In Tabella 1 sono riportati i valori di probabilità di errore dopo la correzione, supponendo in entrata una distribuzione uniforme degli errori ed utilizzando alcune ipotesi semplificative per ricavare i risultati.

Questi risultati rappresentano il numero medio di errori presenti dopo aver effettuato la correzione; tuttavia anche supponendo che la distribuzione degli errori sul canale sia uniforme, non sarebbe tale la distribuzione degli errori residui in uscita dal correttore. Infatti il codice BCH utilizzato è caratterizzato da una distanza di Hamming pari a cinque, ovvero le parole di codice differiscono fra loro di almeno cinque bit. È quindi possibile rivelare fino a quattro errori, se il codice viene usato solo per la rivelazione, oppure correggere fino a due errori.

Tabella 1
PROBABILITÀ D'ERRORE DOPO CORREZIONE MEDIANTE CODICE BCH (255,239)

probabilità d'errore sul canale	probabilità d'errore dopo correzione FEC
10^{-2}	$9{,}2 \cdot 10^{-3}$
$5 \cdot 10^{-3}$	$2{,}7 \cdot 10^{-3}$
10^{-3}	$4{,}4 \cdot 10^{-5}$
$5 \cdot 10^{-4}$	$6{,}0 \cdot 10^{-6}$
10^{-4}	$5{,}2 \cdot 10^{-8}$
$5 \cdot 10^{-5}$	$6{,}6 \cdot 10^{-9}$
10^{-5}	$5{,}3 \cdot 10^{-11}$
$5 \cdot 10^{-6}$	$6{,}3 \cdot 10^{-12}$

Se il codice viene usato per la correzione, come in questo caso, e se si verificano tre o più errori, nel tentativo di correggerli si decodifica una parola che, come minimo, ha distanza cinque da quella trasmessa.

Da ciò consegue che, dopo il correttore, ciascuna parola di codice e non è affetta da alcun errore, se in entrata gli errori erano in numero inferiore o uguale a due, oppure presenta un numero di errori uguale o maggiore di cinque, se in entrata gli errori erano tre o più.

Di questo fatto è necessario tenere conto valutando la distribuzione degli errori all'interno del pacchetto.

5.2 Tecnica di mascheramento dell'errore

In precedenza si è sottolineato come gli errori residui producano un degradamento notevole dell'immagine decodificata poiché danno origine a blocchi fortemente scorrelati con quelli adiacenti e tale disturbo può propagarsi ai semiquadri video successivi.

Si è quindi ritenuto opportuno sviluppare una tecnica di mascheramento degli errori o *error concealment*, che riduca il degradamento visibile dovuto agli errori residui. Tale tecnica consiste nel sostituire il blocco od un gruppo di quadriblocchi affetti da errori con una predizione opportuna.

I valori di predizione sono comunque disponibili nel decodificatore nel caso di sistema ibrido: infatti durante il normale funzionamento del codec si utilizzano come predizioni i campioni video memorizzati appartenenti ai due semiquadri precedenti (modi inter-field e inter-frame).

I campioni ottenibili da dati affetti da errore possono quindi essere sostituiti da campioni video corrispondenti appartenenti al semiquadro precedente coposizionato o ottenuti da quelli appartenenti al semiquadro immediatamente precedente. È evidente che in presenza di movimento, la sostituzione comporta comunque un degradamento; infatti, a differenza del caso di decodifica secondo i normali modi inter in cui si utilizza l'errore di predizione trasmesso, in questo caso si sostituiscono semplicemente i campioni video ritenuti errati con i valori di predizione, generalmente diversi da quelli effettivi. Tuttavia, data l'elevata correlazione temporale esistente fra semiquadri adiacenti, statisticamente, si ottiene un vantaggio sensibile rispetto alla decodifica dei dati affetti da errore. Questa conclusione è stata ampiamente confermata dalle simulazioni effettuate.

Per quanto riguarda la scelta del predittore, l'uso del semiquadro precedente coposizionato presenta il vantaggio di non richiedere alcuna operazione di interpolazione ed è ovviamente ottimo nel caso di porzioni di immagine statiche; l'uso del semiquadro immediatamente precedente fornisce invece una predizione temporalmente più prossima, migliore nel caso di porzioni d'immagine dinamiche. Dalle simulazioni effettuate su alcune sequenze di immagini in movimento è risultato che questo secondo tipo di predizione è preferibile.

5.3 Codici a rivelazione degli errori

Occorre rivelare gli errori in modo efficiente: la rivelazione deve avvenire dopo la correzione effettuata mediante il codice BCH e deve interessare sia la codifica VLC dei coefficienti DCT, sia la codifica dei modi di trasmissione, in quanto entrambi producono un degradamento visivo analogo sui quadriblocchi interessati dagli errori.

La presenza di errori residui è rivelabile ogni qual volta essa comporta la decodifica di una sequenza errata di EOB oppure quando un blocco risulta essere composto da più di 64 coefficienti.

La perdita di un pacchetto viene invece rivelata grazie alla presenza di un indice di continuità incrementato ogni volta che viene trasmesso un pacchetto ed azzerato all'inizio di ogni quadro.

Oltre a questi criteri, che consentono di determinare la presenza di particolari errori, si prevede di aggiungere una limitata ridondanza con lo scopo specifico di permettere la rivelazione della quasi totalità degli errori residui.

Si propone l'adozione di codici ciclici usati solo per rivelare gli errori e detti usualmente CRC. La rivelazione dell'errore avviene tutte le volte che la sindrome calcolata in ricezione è diversa da zero (bibl. 6 e 7).

La scelta effettuata per il codice deriva da un compromesso fra prestazioni in termini di probabilità di rivelazione e ridondanza introdotta. In particolare si è voluto introdurre tali codici senza modificare in modo essenziale la struttura di trama e a tale scopo si sono utilizzati i pacchetti di tipo F organizzandoli nel modo descritto in Appendice.

Sono utilizzati due codici CRC: uno protegge le informazioni relative ai modi di trasmissione per un gruppo di otto quadriblocchi consecutivi, l'altro protegge le parole a lunghezza variabile corrispondenti allo stesso gruppo di quadriblocchi.

Per la protezione dei modi di trasmissione è stato scelto un codice (63,57) con il seguente polinomio generatore:

$$g_1(x) = x^6 + x^5 + 1$$

Il codice (63,57) opera come un codice accorciato in quanto la ridondanza è valutata su 48 bit di informazione.

Per la protezione dei dati a lunghezza variabile è stato scelto un codice che introduce 10 bit di ridondanza con il seguente polinomio generatore:

$$g_2(x) = x^{10} + x^3 + 1$$

Tale codice è applicato su un numero di bit variabile. Infatti mediamente il numero di bit codificati appartenenti a 8 quadriblocchi corrisponde a circa 3000 bit a 30 M bit/s e a circa 1500 bit a 15 M bit/s. Si è quindi in presenza di un utilizzo atipico del codice CRC poiché esso opera su un numero di bit superiore a quello convenzionale per codici che introducono 10 bit di ridondanza, cioè 1013 bit. Non è quindi possibile effettuare valutazioni teoriche sulle prestazioni del codice stesso; si può comunque presupporre un peggioramento delle prestazioni rispetto a quelle ottenibili per un uso convenzionale dovuto al fatto che alla sindrome composta da soli 0 corrispondono un numero maggiore di configurazioni di errore.

Per conoscere le prestazioni effettive di questi due codici è stato necessario ricorrere a simulazioni; affinché queste potessero applicarsi anche ai casi più sfavorevoli, si è simulata la distribuzione degli errori all'interno di un pacchetto tenendo conto della presenza del codice BCH e della propagazione degli errori dovuta ad una modulazione numerica con codifica differenziale in fase, ad esempio di tipo 4-PSK, ed alla presenza di scrambler autosincronizzanti.

I risultati delle simulazioni, effettuate per entrambi i codici, hanno mostrato che nel caso del codice (63,57) la probabilità di non rivelazione è molto inferiore al limite superiore teorico, che è pari a $1{,}5 \cdot 10^{-2}$, e vale circa $2 \cdot 10^{-5}$, mentre nel caso del codice che introduce 10 bit di ridondanza non ci si discosta molto dal limite stesso pari a 10^{-3}. Complessivamente le prestazioni dei due codici risultano adeguate.

5.4 Strategie di rinfresco

Benché l'uso del mascheramento degli errori comporti in generale un miglioramento percepibile della qualità delle immagini riprodotte anche in presenza di elevati tassi di errore, non bisogna sottovalutare i degradamenti comunque presenti nelle aree soggette a «error concealment» caratterizzate da movimento e da elevato dettaglio.

Infatti nel caso in cui la porzione di immagine, in genere un gruppo di 8 quadriblocchi, soggetta ad errori rivelati viene «mascherata», i pel ad essa appartenenti vengono memorizzati nella memoria di quadro e utilizzati come predizioni nei semiquadri successivi, se il funzionamento in modo inter del codificatore lo impone. Si ha quindi una propagazione del degradamento nei quadri successivi con una conseguente maggiore visibilità dello stesso.

Fortunatamente sono proprio le aree più critiche per il mascheramento, cioè quelle dinamiche, quelle per cui viene normalmente impiegato il modo intrafield.

È comunque conveniente forzare periodicamente il codificatore ad operare in modo intra-field così da bloccare la propagazione degli errori e da operare un rinfresco o *refresh* dell'informazione presente in ricezione.

La tecnica di rinfresco dell'immagine comporta un incremento del numero medio dei bit di codifica per pel e quindi è necessario anche in questo caso trovare un compromesso tra incremento della ridondanza e riduzione del periodo di rinfresco.

Fra le possibili strategie di rinfresco ne sono state studiate due. La prima consiste nel forzare periodicamente un intero quadro in modo intra-field. La seconda invece forza in modo intra-field i singoli quadriblocchi oppure i gruppi di 8 quadriblocchi se ciascuno di questi ha operato in modo inter-field o interframe consecutivamente per un numero di semiquadri superiore ad un massimo prefissato.

La seconda tecnica risulta vantaggiosa in termini di minore incremento della ridondanza in quanto tiene conto del funzionamento in modo intra-field dovuto a sole ragioni di codifica ottima e sfrutta il rinfresco così ottenuto in modo «naturale». D'altro canto questa seconda tecnica richiede la presenza di un elevato numero di contatori nel codificatore (3240 per i singoli quadriblocchi e 405 nel caso in cui si raggruppino gruppi di 8 quadriblocchi) per mantenere memoria dei modi di trasmissione (inter-field o inter-frame) usati nel tempo.

5.5 Prestazioni complessive del sistema in presenza di errori

Tenendo complessivamente conto della correzione degli errori effettuata dal codice BCH, della distribuzione

Tabella 2.
Rivelazione degli errori residui

tasso di errore sul canale	gruppi di 8 quadriblocchi (g) affetti da errori			
	30 M bit/s		15 M bit/s	
	rivelati	non rivelati	rivelati	non rivelati
10^{-3}	390 g/s	18,4 g/min.	313 g/s	10,1 g/min.
$5 \cdot 10^{-4}$	54 g/s	2,5 g/min.	43,8 g/s	1,4 g/min.
10^{-4}	27,8 g/min.	1,3 g/ora	22,5 g/min.	0,7 g/ora
$5 \cdot 10^{-5}$	3,6 g/min	4 g/giorno	2,8 g/min.	2,2 g/giorno
10^{-5}	1,7 g/ora	1 g/mese	1,4 g/ora	0,5 g/giorno
$5 \cdot 10^{-6}$	3,9 g/giorno		2,8 g/giorno	

Nota: valutazione teorica del numero di gruppi di 8 quadriblocchi affetti da errore rivelati e non rivelati a due differenti velocità di trasmissione (30 e 15 M bit/s). I dati sono ottenuti nel caso in cui si utilizzi codice BCH (255,239) per la correzione degli errori e due CRC per la rivelazione degli errori residui. La tecnica del mascheramento degli errori può inoltre essere applicata per i gruppi di 8 quadriblocchi (un area di immagine pari a 128 · 8 pel) per i quali viene rivelata la presenza di errori residui.

degli errori residui dopo la correzione e dell'effetto della tecnica di mascheramento mediante i codici CRC descritti si può giungere ad una valutazione globale delle prestazioni del sistema in termini di numero di gruppi di 8 quadriblocchi errati e mascherabili con la tecnica di error concealment.

I risultati valutati teoricamente a 30 M bit/s e 15 M bit/s sono riportati nella Tabella 2.

Si può notare una notevole riduzione del numero degli errori residui non rivelati.

L'effettivo vantaggio qualitativo per l'immagine riprodotta è di difficile valutazione, poiché è determinabile solo su base statistica, dipendendo dalla localizzazione degli errori e dal contenuto dell'immagine stessa. Si sono effettuate simulazioni con calcolatore su due sequenze ipotizzando diverse probabilità di errore e con una distribuzione degli errori ritenuta significativa.

Estrapolando questi risultati parziali si può ritenere che gli effetti visibili degli errori non siano fastidiosi per BER sul canale minori o uguali a 10^{-4} e che si ottenga comunque un sensibile miglioramento anche a BER superiori.

6. Conclusioni

Normalmente i sistemi di codifica e di trasmissione di tipo analogico presentano un degradamento della qualità del segnale riprodotto che aumenta gradualmente al crescere del rumore e delle distorsioni introdotte dal canale. I sistemi numerici sono invece caratterizzati da una qualità di base migliore e da un suo peggioramento brusco quando si raggiunge la soglia operativa del servizio. Questo comportamento dei sistemi numerici può essere reso meno brusco grazie ad un accurato progetto dell'organizzazione dei dati trasmessi. In particolare la tecnica di mascheramento degli errori proposta, consente un aumento graduale della visibilità degli errori al crescere della probabilità di errore sul canale.

L'esperienza acquisita nello sviluppo di un sistema di codifica basato su DCT puramente intra-field e che ha portato alla realizzazione di un co-decodificatore progettato, prodotto e commercializzato dalla Telettra S.p.A., ha permesso di focalizzare l'estrema importanza della struttura dei dati in trasmissione sulle prestazioni e sulla qualità finale ottenibili.

Una scelta opportuna di codice a lunghezza variabile, di struttura di trama video e di schemi di protezione dagli errori consente di sfruttare al massimo la flessibilità e l'efficienza dei sistemi di riduzione della ridondanza basati su DCT, di conseguenza ne consente l'impiego per diverse applicazioni, con canali aventi diverse caratteristiche, e per un'ampia gamma di velocità di trasmissione.

La struttura di trama proposta, basata su pacchetti di lunghezza fissa, presenta ottime caratteristiche dal punto di vista della facilità di sincronizzazione e della robustezza in caso di errori.

Ringraziamenti

Fondamentale per la definizione della proposta di organizzazione dei dati descritta in questo articolo è stato il contributo di idee dell'ing. Silvio Cucchi della Telettra S.p.A.

APPENDICE

Trama a pacchetti

Ciascun pacchetto è costituito da 255 parole di 16 bit. La prima parola è l'intestazione o *header* contenente le seguenti informazioni:

— Identificatore del servizio SI (3 bit): identifica il tipo di segnale contenuto cioè, ad esempio, se si tratta del segnale video, del segnale audio, di segnali ausiliari oppure altri servizi, ad esempio di Televideo.

— Indirizzo della sorgente SA (4 bit): nel caso in cui ad un singolo servizio appartengano pacchetti di tipo diverso, essi vengono contraddistinti come generati da sorgenti diverse.

— Indice di continuità CI (3 bit): è un contatore che viene incrementato ad ogni invio di pacchetto e permette, in ricezione, di controllare la perdita di pacchetti.

L'incremento avviene in modo ciclico ed il contatore viene azzerato all'inizio di ogni quadro.

— Indice di pacchetto completo o incompleto CF (1 bit): permette di indicare se il pacchetto è costituito da soli dati utili oppure se il pacchetto è incompleto e parte dei dati sono di riempimento. Ad esempio, nel caso dell'ultimo pacchetto appartenente ad un quadro video, esso può essere incompleto.

I restanti 5 bit (EP) della parola vengono usati per un codice di Hamming (15,11) che consente la correzione degli errori singoli sui precedenti 11 bit più un bit di parità totale che permette la rivelazione degli errori di ordine pari. Queste protezioni aggiuntive sono necessarie data l'importanza dei dati contenuti nell'header.

Nel caso dello standard 4:2:2 vi sono due tipi di pacchetti contenenti i dati video: i pacchetti di tipo F contengono i dati a lunghezza fissa, i pacchetti di tipo V contengono la codifica VLC dei coefficienti DCT.

Pacchetti di tipo F

I pacchetti di tipo F contengono le informazioni a lunghezza fissa. Nel caso dello standard 4:2:2 a 625 linee vengono trasmessi 8 pacchetti di tipo F per ogni quadro.

Le 239 parole disponibili per ogni pacchetto sono così suddivise:

0	Header
1	Dati ausiliari
2 ÷ 25	Componenti dei vettori movimento
26 ÷ 34	Fattori di trasmissione
35 ÷ 238	204 parole suddivise in 51 gruppi, ciascuno relativo ad un gruppo di 8 quadriblocchi con l'indicazione dei modi di trasmissione relativi.

La struttura dei pacchetti di tipo F è schematizzata in figura 3.

La parola di dati ausiliari contiene 3 bit per l'identificazione del formato video (ST), 1 bit che indica se si tratta di dati relativi ad un semiquadro pari o dispari (FS),

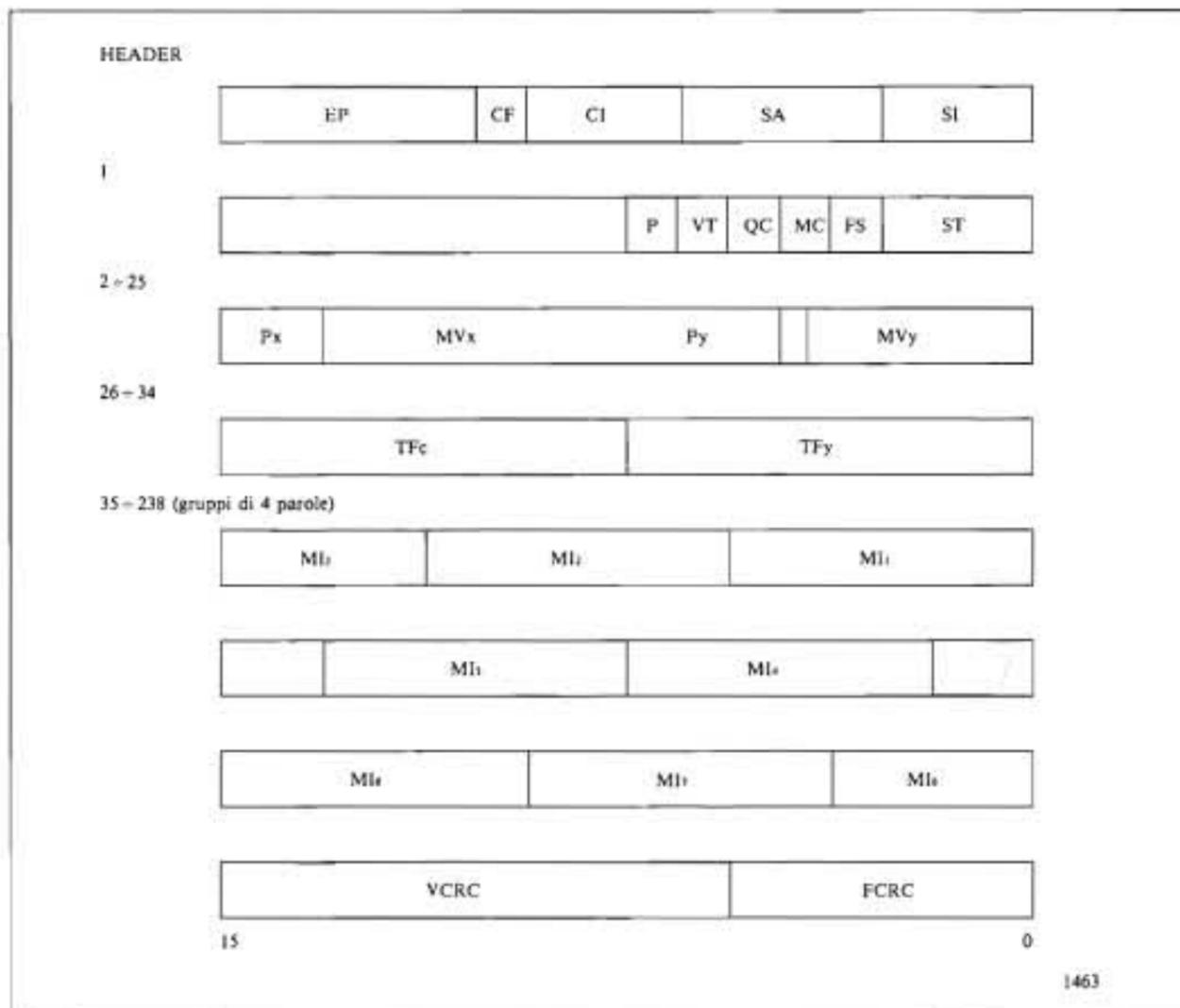



Fig. 3 - Struttura dei pacchetti di tipo F.

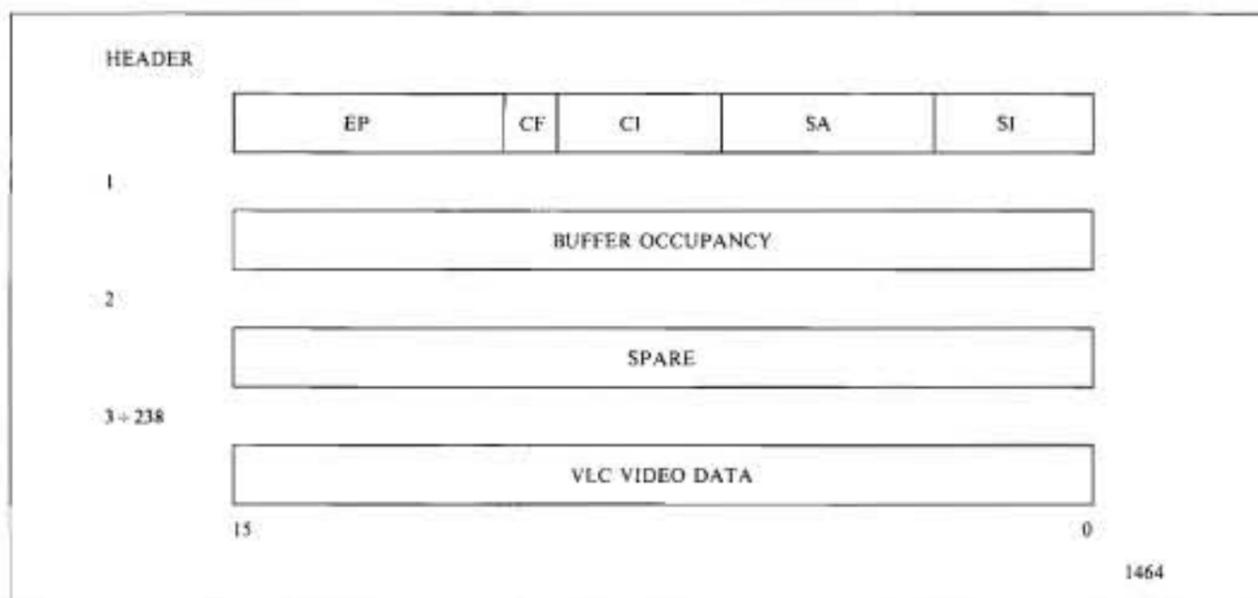



Fig. 4 - Struttura dei pacchetti di tipo V.

1 bit relativo all'uso della compensazione del movimento (MC), 1 bit che indica se viene usata la quantizzazione non lineare nella codifica intrafield della luminanza (QC), 1 bit che indica se viene applicata o no la matrice di visibilità (VT), ed infine 1 bit di parità (P).

Nel caso in cui siano usati i 32 vettori movimento è necessario, per ciascuno di essi, indicarne le due componenti (MV_x e MV_y); queste sono protette rispettivamente da 2 e 3 bit di parità (P_x e P_y). Le componenti sono contenute nelle 24 parole disponibili per ogni pacchetto e vengono ripetute 3 volte all'interno dei 4 pacchetti disponibili per ogni semiquadro secondo il seguente ordine:

Pacchetto 0: vettori 0 ÷ 7 8 ÷ 15 16 ÷ 23
Pacchetto 1: vettori 8 ÷ 15 16 ÷ 23 24 ÷ 31
Pacchetto 2: vettori 16 ÷ 23 24 ÷ 31 0 ÷ 7
Pacchetto 3: vettori 24 ÷ 31 0 ÷ 7 8 ÷ 15

la ripetizione dei vettori movimento permette di effettuare una decisione a maggioranza, nel caso in cui siano presenti degli errori residui dopo la correzione effettuata dal codice BCH.

I fattori di trasmissione inviati sono relativi ad ogni striscia ed occupano ciascuno una parola, indicando, sui due byte disponibili, il fattore di trasmissione della luminanza (TF_y) e della crominanza (TF_c) rispettivamente.

L'ultimo gruppo di parole prevede la codifica dei modi di trasmissione. Questa è effettuata mediante 6 bit (MI) codificando, secondo un'opportuna tabella, il modo di trasmissione relativo ad ogni singolo quadriblocco oppure, se viene usata la compensazione movimento, fornendo l'indirizzo del vettore movimento, fra i 32 disponibili, da utilizzare per quel quadriblocco. Le parole di 6 bit sono raggruppate in gruppi di 8, occupando così 3 parole di 16 bit a cui ne va aggiunta una quarta che contiene 6 bit di ridondanza per il codice (63,57) (FCRC), usato per rivelare la presenza di errori residui sui precedenti 48 bit, ed i rimanenti 10 bit che rappresentano la ridondanza relativa alla codifica dei coefficienti DCT dei corrispondenti 8 quadriblocchi (VCRC).

Pacchetti di tipo V

I pacchetti di tipo V contengono essenzialmente i coefficienti DCT codificati. Come mostra la figura 4, la prima parola dopo l'header contiene l'occupazione del buffer, espressa in numero di pacchetti, mentre la parola successiva non contiene, attualmente, alcun tipo di dati. Le rimanenti 236 parole contengono i coefficienti DCT (dati video VLC).

Come è evidente, il numero di pacchetti di tipo V non è fisso ma dipende, per la presenza di un codice VLC, dal bit-rate di trasmissione e dal contenuto informativo della porzione di immagine trasmessa.

(3845)

BIBLIOGRAFIA

1. - Barbero M., Stroppiana M.: *Codifica del segnale televisivo numerico: sistemi di riduzione della ridondanza mediante l'uso della trasformata coseno discreta.* «Elettronica e Telecomunicazioni», n. 1, 1989, pagg. 17-29.
2. - Iwp Cmtt/2: *Revised version of Draft Report AD/CMTT: Digital Transmission of Component-Coded Television Signal at 30-34 Mbit/s and 45 Mbit/s.* Giugno 1989.
3. - Barbero M., Bellora R., Stroppiana M.: *Codifica del segnale video numerico: Codici a lunghezza variabile applicati ai coefficienti DCT.* «Elettronica e Telecomunicazioni», in questo numero.
4. - IWP 11/7: *Draft Report AG/11 User Requirements for Digital Television Transmission.* Giugno 1989.
5. - Mac-Williams F.J., Sloane N.J.A.: *The theory of error correcting codes.* North Holland 1978.
6. - Peterson W.W., Brown D.T.: *Cyclic codes for error detection.* Proceedings of the IRE, gennaio 1961.
7. - Hellman M.E.: *Error detection made simple.* Department of Electrical Engineering - Stanford University.

CODIFICA DEL SEGNALE TELEVISIVO NUMERICO: CODICI A LUNGHEZZA VARIABILE APPLICATI AI COEFFICIENTI DCT

M. BARBERO, R. BELLORA, M. STROPPIANA (*)

SOMMARIO — Gli algoritmi per la riduzione della ridondanza del segnale televisivo sono oggetto di studio presso il Centro Ricerche della RAI. Una tecnica di riduzione che si è dimostrata particolarmente efficiente fa uso della Trasformata Coseno Discreta (DCT) e della codifica dei coefficienti trasformati mediante codici a lunghezza variabile (VLC). Tale tecnica è utilizzata per la realizzazione di codificatori per la trasmissione di segnali televisivi a definizione normale e ad alta definizione (HDTV). In questo articolo si descrivono in dettaglio i codici a lunghezza variabile. Dopo una panoramica su alcuni codici fra i più diffusi, sono analizzati quelli che sono particolarmente adatti per la codifica dei coefficienti DCT ottenuti da segnale video e che per tale ragione sono stati utilizzati in pratica e sono attualmente alla base delle proposte di normalizzazione in discussione presso i gruppi internazionali. È disponibile la versione inglese del presente articolo.

SUMMARY — ***Digital TV signal coding: Variable Length Codes applied to DCT coefficients:*** *The algorithms for the bit-rate reduction of the television signal are studied at the RAI Research Centre. A technique which is particularly efficient makes use of the Discrete Cosine Transform (DCT) and of the coding of the transform coefficients by a Variable Length Code (VLC). Such technique is used to implement codecs for the transmission of standard definition TV signal and High Definition TV signals (HDTV). In this article the VLCs are described in details. After an overview on some of the most employed VLCs, those especially suitable for coding the DCT coefficients derived from the video signal are analyzed; they have been practically implemented and are the basis of proposals for standardisation under discussion in the international groups. The English version of this article is available.*

1. Introduzione

In articoli precedenti (bibl. 1, 2) si è affrontato l'argomento della codifica numerica del segnale televisivo e si sono analizzati i metodi della riduzione della ridondanza al fine di limitare il flusso di dati necessario a trasmettere o memorizzare tale segnale, garantendo comunque una buona qualità dell'immagine.

Si è determinato che l'algoritmo di Trasformata Discreta Coseno (DCT, Discrete Cosine Transform) presenta un'elevata efficienza. Sono stati realizzati sistemi utilizzanti tale algoritmo; se di tipo intra-field, essi operano sugli elementi di immagine appartenenti ad un semiquadro televisivo ed eliminano solamente la ridondanza spaziale; di tale tipo è un codificatore progettato e realizzato in Italia (bibl. 3). Sistemi più sofisticati sono di tipo Tridimensionale o Ibrido, essi eliminano anche la ridondanza temporale (bibl. 2).

In tali sistemi la trasformata DCT viene effettuata su *blocchi* di 8 · 8 elementi di immagine (pel) fornendo coefficienti scorrelati tra loro. I coefficienti DCT presentano una distribuzione non uniforme delle ampiezze e quindi è conveniente, al fine di ridurre il flusso binario dei dati, codificarli mediante Codici a Lunghezza Variabile (VLC, Variabile Length Code) che associano ai simboli dell'alfabeto della sorgente parole binarie di diversa lunghezza. Esistono vari tipi di VLC, con caratteristiche differenti fra loro e pertanto adatti ad applicazioni diverse.

Nella prima parte dell'articolo si definiscono i concetti di entropia e di codifica dell'alfabeto di una sorgente.

Successivamente si analizzano alcuni tipi di VLC con particolare attenzione a quelli oggetto di studio nel Gruppo di lavoro internazionale CMTT/2; tale gruppo ha il compito di definire un sistema di codifica per la trasmissione del segnale televisivo 4:2:2 conforme alla Raccomandazione 601 del CCIR. Infine si riportano i risultati relativi all'ottimizzazione del codice B_2 che è uno dei VLC allo studio presso il CMTT/2 (bibl. 4) ed è utilizzato per la realizzazione di sistemi sviluppati in Italia (bibl. 3, 5).

Il presente lavoro è stato svolto nell'ambito del progetto europeo EUREKA 256.

(*) Ing. Marzio Barbero, dott. Mario Stroppiana del Centro Ricerche RAI - Torino; ing. Roberto Bellora del Politecnico di Torino.
Dattiloscritto pervenuto alla redazione l'8 agosto 1989.

2. Generalità sui VLC

La codifica a lunghezza variabile dell'alfabeto di una sorgente consiste nell'assegnare, ad ogni simbolo generato, una parola di codice la cui lunghezza, in numero di bit, è inversamente proporzionale alla sua probabilità. In tale modo si riesce a ridurre il numero medio di bit per

simbolo; i simboli più frequenti sono codificati con pochi bit, mentre quelli meno frequenti sono codificati con un numero maggiore di bit.

Il codice deve inoltre essere tale da consentire una esatta decodifica da parte del ricevitore. A tal fine esso deve soddisfare la *regola del prefisso*; essa afferma che nessuna parola di codice deve essere uguale al prefisso di un'altra.

Per comprendere come tale tipo di codifica minimizza il numero medio di bit per simbolo, si fa riferimento ai concetti di *entropia dell'alfabeto di sorgente* e di *informazione* associata ad ogni suo simbolo e si valuta l'*efficienza del codice*, definita come rapporto tra l'entropia ed il numero di bit/simbolo.

2.1 ENTROPIA DI SORGENTE

Si consideri una sorgente discreta che genera un alfabeto A costituito da M simboli a_i aventi, ognuno, probabilità $p(a_i)$ di essere generato e quindi sia $p(a_i) \geq 0$ e $\Sigma_i p(a_i) = 1$. Ad un simbolo con bassa probabilità è associato un contenuto di informazione superiore rispetto a quello dei simboli più frequenti. Si definisce quindi *Informazione* $I(a_i)$, espressa in bit, di un generico simbolo a_i di una sorgente discreta, come:

$$I(a_i) = \log_2 (1/p(a_i)) \quad [1]$$

È definita l'*entropia dell'alfabeto di sorgente* H(A) come:

$$H(A) = \Sigma_i^M p(a_i) \cdot I(a_i) \quad [2]$$

Se l'informazione è data dalla [1], ossia è espressa in bit, allora l'entropia rappresenta il minimo numero medio di bit necessari a codificare i simboli dell'alfabeto A e tale valore soddisfa la relazione:

$$0 \leq H(A) \leq \log_2(M) \quad [3]$$

dove $\log_2(M)$ indica l'entropia di un alfabeto in cui i simboli a_i hanno tutti la stessa probabilità $p(a_i) = 1/M$.

L'entropia H(A) dell'alfabeto risulta uguale all'entropia della sorgente solo nel caso in cui i simboli siano indipendenti tra loro; in caso contrario l'entropia della sorgente che è data dall'entropia dei suoi simboli, noti i simboli precedenti, risulta inferiore a quella dell'alfabeto (bibl. 6).

Ci si può avvicinare all'entropia di sorgente codificando, invece dei singoli simboli, un loro raggruppamento; si ottiene in tal modo quella che viene normalmente indicata come quantizzazione vettoriale (bibl. 7).

2.2 CODIFICA DI SORGENTE

Si supponga di voler trasmettere i simboli dell'alfabeto di una sorgente su un canale binario; ogni simbolo deve essere codificato con un numero intero di bit. La *lunghezza media* delle parole di codice risulta quindi:

$$\bar{n} = \Sigma_i^M p(a_i) \cdot n_i \quad [4]$$

dove M indica il numero di simboli dell'alfabeto A ed n_i il numero di bit della parola di codice associata al simbolo a_i. Scopo della codifica è quello di minimizzare tale grandezza. L'informazione associata ad ogni simbolo può essere, al massimo, uguale al numero di bit n_i con cui esso è codificato. I valori n_i sono quindi maggiori od uguali all'informazione $I(a_i)$ associata al simbolo a_i e quindi la lunghezza media delle parole di codice è maggiore od al limite uguale all'entropia dell'alfabeto. Inoltre si può dimostrare che esiste almeno un codice, soddisfacente la regola del prefisso, tale che:

$$H(A) \leq \bar{n} \leq H(A) + 1 \quad [5]$$

La lunghezza media $\bar{n}$ risulta uguale all'entropia dell'alfabeto solo nel caso in cui la probabilità di ogni simbolo sia data da:

$$p(a_i) = 2^{-n_i} \quad [6]$$

Per ogni codice si valuta un valore di efficienza α dato dal rapporto tra l'entropia dell'alfabeto da codificare e la lunghezza media delle parole del codice, ossia:

$$\alpha = \frac{H(A)}{\bar{n}} \quad [7]$$

Si noti che la codifica a lunghezza variabile genera un flusso di bit non costante.

3. Alcuni tipi di VLC

I codici descritti soddisfano tutti la regola del prefisso e quindi sono univocamente decodificabili.

Il codice di Huffman è costruito, come si può desumere dall'esempio 3.2.1, in base alla statistica dell'alfabeto da codificare e quindi risulta il codice ottimo. Questa massima libertà nella costruzione del codice presenta però alcuni inconvenienti che saranno meglio specificati nel seguito.

La determinazione degli altri codici avviene invece in due fasi; nella prima fase si individua una classe di codici e nella seconda fase, in base alla statistica dell'alfabeto, si stabilisce il codice appartenente alla classe scelta e si assegnano le parole di codice ai simboli.

La libertà concessa nella determinazione di tali codici risulta quindi inferiore rispetto a quella permessa nella costruzione del codice di Huffman. Questi, chiamati codici subottimi, hanno un'efficienza inferiore, ma presentano altri vantaggi, ad esempio semplicità di codifica e comportamento migliore in presenza di errori.

Si fa notare che la libertà nella costruzione del codice può essere ulteriormente limitata individuando, nella prima fase, un solo codice, invece di una classe di codici, ed utilizzando, nella seconda fase, la statistica dell'alfabeto per la sola assegnazione delle parole. Con questa ulteriore restrizione, in linea generale si riduce ulteriormente l'efficienza del codice, ma si accentuano gli altri vantaggi, come la semplicità di co-decodifica.

Prima di descrivere alcuni VLC si illustra la codifica di sequenze di simboli uguali (RLC, Run Length Coding).

3.1 CODIFICA DI SEQUENZE DI SIMBOLI UGUALI (RLC)

La codifica di sequenze di simboli uguali consente una precodifica dell'alfabeto di sorgente. Il nuovo alfabeto è ottenuto raggruppando sequenze di simboli consecutivi uguali ed assegnando a loro un simbolo del nuovo alfabeto. Le parole di questo codice intermedio possono essere codificate con codici a lunghezza fissa o con codici a lunghezza variabile.

Questo tipo di precodifica risulta efficiente quando la probabilità di avere n simboli uguali consecutivi è superiore al prodotto di n volte la probabilità di occorrenza di quel simbolo.

Un esempio in cui si verifica tale situazione è quello della trasmissione in facsimile (immagini a due livelli) dove l'alfabeto di sorgente è costituito dai soli simboli binari «0» ed «1» e sono molto frequenti le sequenze di bit «0» e di bit «1» in quanto esiste una forte correlazione tra bit adiacenti.

Sono illustrati due esempi di uso degli RLC applicati alla codifica del segnale televisivo mediante DCT.

3.1.1 *Esempio: uso del RLC per la codifica di coefficienti DCT*

Nel caso del segnale video è stato proposto il seguente metodo per codificare i coefficienti DCT (bibl. 8).

Si considerano i coefficienti appartenenti ad un insieme di blocchi DCT di 8 · 8 pel e si codificano i coefficienti dello stesso ordine di tutto l'insieme sfruttando la procedura descritta in figura 1.

Questo sistema di codifica presenta un'elevata efficienza, analoga a quella ottenibile mediante l'uso di VLC che sono descritti nel seguito.

	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
1	.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	.
2	.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	.
3	.	.	.	.	.	.	.	.	.	1	.	.	.	.	.	.	.	.	.	.
4	.	.	1	.	.	.	1	.	.	0	.	.	.	.	.	.	1	.	.	.
5	.	.	1	.	1	.	0	.	.	0	.	.	.	.	.	.	1	1	.	.
6	.	.	1	.	0	.	1	.	.	1	.	.	.	.	.	1	0	0	1	.
7	.	1	0	.	0	.	1	.	.	0	.	.	.	.	.	0	1	1	1	.
8	.	0	1	1	0	.	1	.	.	0	.	.	.	.	.	0	1	0	1	.
9	1	0	1	0	1	1	1	.	.	0	.	.	.	.	.	0	0	0	0	.
10	0	0	1	0	0	1	1	1	.	0	.	1	.	1	.	0	1	0	1	1
11	0	1	0	1	1	1	1	0	1	1	.	0	1	1	.	1	1	0	0	1
12	0	1	1	1	0	1	1	0	0	1	1	1	0	1	1	1	0	0	0	1

Fig. 1 — Esempio di uso di RLC per codificare i coefficienti DCT. Tutti i coefficienti omologhi, dello stesso ordine, appartenenti ad un gruppo di blocchi, nell'esempio 20 blocchi, sono organizzati in una tabella come in figura, dove in ordinate sono disposti i bit appartenenti a ciascun coefficiente, in posizione 1 è il bit più significativo e in posizione 12 quello meno significativo. A partire dalla posizione (1,1) si procede a codificare con un RLC tutti gli zeri più significativi procedendo da sinistra a destra, dall'alto al basso; dopo 29 zeri si giunge a (10,3) che è il primo bit diverso da zero; si trasmette il coefficiente di colonna 10, ovvero 1001000011, e si azzerano le posizioni da esso occupate; si procede quindi a codificare mediante RLC la sequenza compresa fra (11,3) e (2,4) per poi trasmettere il coefficiente 3, ovvero 111011101, e azzerare le posizioni corrispondenti. Allo stesso modo si codificano tutti i 20 coefficienti considerati.

3.1.2 *Esempio: codifica delle sequenze di coefficienti DCT uguali a zero*

In questo caso l'uso del RLC è di ausilio a quello del VLC per aumentarne l'efficienza. Nel caso dei coefficienti DCT del segnale televisivo sono molto frequenti le sequenze di simboli uguali a zero. Questo è dovuto al fatto che la DCT concentra l'energia sui coefficienti di bassa frequenza (bibl. 9). I coefficienti DCT di ordine elevato hanno così un'energia molto bassa e quindi è molto probabile, per loro, il valore zero. Ordinando quindi i coefficienti DCT per mezzo di un opportuno percorso di scansione, ad esempio a zigzag, si rendono consecutivi i coefficienti di ordine elevato.

È quindi possibile utilizzare un RLC per codificare i coefficienti nulli consecutivi, con vantaggi sensibili rispetto alla loro codifica separata.

Un ulteriore vantaggio è ottenibile mediante l'uso di un simbolo di fine blocco (EOB, End Of Block) che consente di evitare la trasmissione della sequenza di zeri che si trova alla fine del blocco. In tale modo si concentrano tutte le ultime sequenze di zeri in un unico simbolo la cui frequenza risulta elevata ed è perciò codificato con una parola di pochi bit, aumentando in tal modo l'efficienza di codifica.

3.2 CODICE DI HUFFMAN

Il codice di Huffman minimizza la lunghezza media delle parole di codice in base alla statistica dell'alfabeto della sorgente e quindi risulta il codice ottimale.

Ciò appare evidente dall'esame del modo in cui tale codice è costruito: un esempio della procedura per la codifica di un alfabeto discreto di simboli (bibl. 10) è riportata qui di seguito; una descrizione completa della procedura si trova in bibl. 11.

È evidente che al variare della statistica dell'alfabeto si ottengono differenti codici di Huffman e che tale codice si allontana dalle condizioni di ottimalità quando codifica simboli di una sorgente avente una statistica diversa da quella utilizzata per la determinazione del codice.

Riferendoci sempre al modo di generazione del codice, si possono individuare alcuni svantaggi legati al suo utilizzo.

La suddivisione del messaggio nelle singole parole è legata al riconoscimento delle stesse, quindi la sincronizzazione di parola non può essere disgiunta dalla decodifica.

Gli effetti degli errori introdotti dal canale di trasmissione non si limitano alla sola parola affetta da errori, ma si propagano anche alle parole successive. Infatti un errore può trasformare una parola di codice in un'altra, più lunga oppure più corta, e questo può impedire la corretta decodifica delle parole successive.

3.2.1 *Esempio: un algoritmo di costruzione del codice di Huffman*

Supponiamo di disporre di una sorgente discreta costituita da un alfabeto di simboli e di volere generare il codice di Huffman corrispondente.

CODICI A LUNGHEZZA VARIABILE APPLICATI AI COEFFICIENTI DCT

ELETTRONICA E TELECOMUNICAZIONI N. 1 - 1990

25

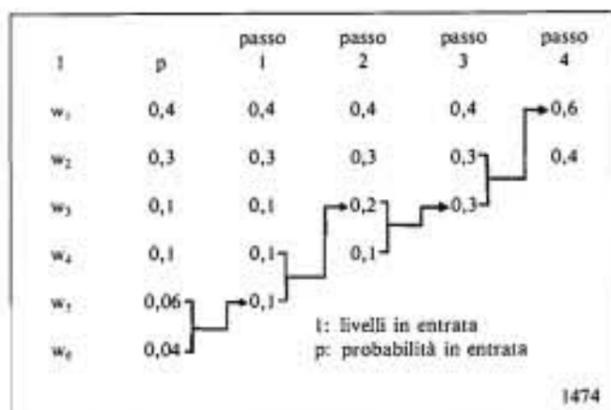



Fig. 2 — Esempio di costruzione del codice di Huffman. In questo semplice caso si ha un alfabeto di 6 simboli; il procedimento per la costruzione del codice richiede innanzitutto l'ordinamento dei simboli in entrata in base alla loro probabilità di occorrenza (per i simboli equiprobabili l'ordine non ha importanza). A questo punto le due probabilità più piccole, nell'esempio 0,06 e 0,04, sono sommate fra loro e viene costituito un nuovo insieme ordinato delle probabilità (primo passo). Questa operazione viene poi ripetuta fino a quando si hanno solo più due probabilità complementari (quarto passo).

In figura 2 è indicata la procedura che può essere seguita per costruire il codice relativo ad una sorgente costituita da 6 simboli. L'assegnazione delle parole di codice ai simboli è poi effettuata mediante la procedura descritta in figura 3.

L'entropia della sorgente considerata nell'esempio può essere calcolata secondo la [2] ottenendo H(A) = 2,14 bit, mentre la lunghezza media della parola di codice secondo la [4] è $\bar{n}$ = 2,2 bit; in questo esempio il rendimento ottenuto è α = 97,3%.

3.3 Comma Code

Il Comma code è un codice subottimo che diventa ottimo, coincidente con il codice di Huffman, quando i simboli dell'alfabeto da codificare hanno una probabilità di occorrenza data dalla [6] con $n_j = j$. Le parole di codice si differenziano, una dall'altra, in base al numero di ripetizione di un determinato bit, mentre l'altro bit funge da separatore tra le parole, ovvero da virgola o «comma» in inglese; un esempio è riportato in figura 4.

a_i	$p(a_i)$	comma	Huffman
1	0,4	0	0
2	0,175	10	111
3	0,175	110	110
4	0,09	1110	100
5	0,09	11110	1011
6	0,028	111110	10100
7	0,028	1111110	101011
8	0,005	11111110	1010100
9	0,005	111111110	10101011
10	0,002	1111111110	101010101
11	0,002	11111111110	101010100
		$\bar{n}$ = 2,576	$\bar{n}$ = 2,499
		α = 94,54%	α = 97,45%
H(A) = 2,435			1476

Fig. 4 — Esempio di codifica mediante Comma Code e Huffman per una sorgente di simboli a_i emessi con una probabilità $p(a_i)$. In questo esempio le parole si differenziano in base al numero di ripetizione del bit «1», mentre il bit «0» funziona da separatore (bibl. 12). Sono riportati, come confronto i valori del numero medio di bit ($\bar{n}$) e dell'efficienza (α) nel caso dei due codici.

I vantaggi nell'uso di tale codice sono: la possibilità di individuare le parole di codice (sincronizzazione di parola) prima della loro decodifica e la bassa probabilità di propagazione dell'errore di trasmissione, infatti l'errore di trasmissione si propaga solo se è interessato il bit di separazione.

Gli svantaggi principali sono invece: mediamente una minore efficienza rispetto al codice di Huffman e la necessità di usare parole molto lunghe con alfabeti aventi un numero elevato di simboli, infatti la parola più lunga ha un numero di bit uguale al numero di simboli dell'alfabeto.

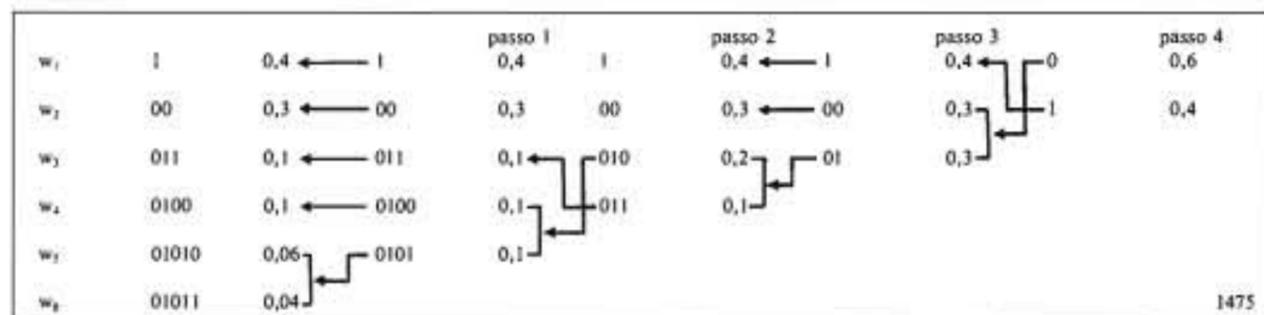



Fig. 3 — Esempio di determinazione delle parole di codice da assegnare ai simboli in entrata. Disponendo della struttura come in figura 2, si procede alla codifica in senso inverso rispetto a quello usato per la costruzione del codice: si inizia ad assegnare «0» ad una delle due ultime probabilità ricavate, normalmente a quella superiore che nell'esempio è 0,6, e «1» all'altra, cioè 0,4; quindi si va un passo indietro decomponendo le probabilità, nell'esempio 0,6 in 0,3 e 0,3, e si aggiunge un bit «0» o «1» alle parole di codice relative alle due probabilità scomposte. La stessa procedura viene ripetuta per ogni passo fino a giungere alle probabilità iniziali dei simboli all'entrata, a cui sono perciò assegnate le parole di codice ricavate e riportate in figura.

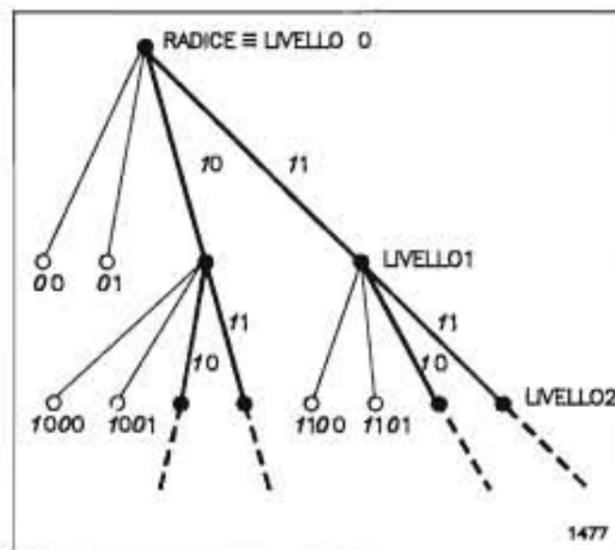



Fig. 5 — Struttura ad albero del B-Code (2,2). In questo caso il blocco elementare è rappresentato da 2 bit, in italico è rappresentato il bit di continuità, ed il numero di diramazioni che proseguono a ciascun livello è anch'esso uguale a 2. Per ciascun livello terminano le diramazioni in cui l'ultima coppia di bit è 00 oppure 01.

3.4 B-Code

Come per molti dei VLC noti è comodo descrivere il B-Code tramite una struttura ad albero dove i rami terminali codificano i simboli della sorgente e le diramazioni sono etichettate con bit in modo che, seguendo il percorso dalla radice al ramo terminale, si possa conoscere la codifica binaria di quell'elemento dell'alfabeto di sorgente.

Nel caso di B-Code esiste una famiglia di codici possibili identificati da due parametri (a, d). Il primo parametro rappresenta il numero di bit del blocco elementare, cioè l'unità minima che viene aggiunta per distinguere due parole di codice appartenenti a livelli diversi, mentre il secondo indica il numero di diramazioni usate per il proseguimento dell'albero.

Infatti, mentre il codice di Huffman aggiunge un numero variabile di bit ad ogni diramazione, nel B-Code viene aggiunto un numero di bit pari ad a ed inoltre il numero di diramazioni di proseguimento è d.

Un esempio della struttura ad albero del B-Code (2,2), utilizzato per la codifica in ambito televisivo, è riportato in figura 5.

In base ai due parametri del B-Code si possono fare alcuni calcoli per sapere il numero di parole di codice disponibili ai vari livelli dell'albero.

Anche se il B-code prevede nodi di continuazione ad ogni livello, nel caso in cui si debba codificare un alfabeto finito si utilizzano solo le parole di codice fino al generico livello M. L'albero di codifica termina con tale livello, che può quindi contenere solo nodi terminali; le formule riportate si riferiscono a tale caso.

Dato un generico livello $k \geq 1$, essendo $k = 0$ la radice dell'albero, da esso si diramano d^k sottoalberi e si hanno $2^a - d$ terminazioni per ogni sottoalbero. Il numero di parole codificabili al livello k è quindi:

$$n_k = (2^a - d) \cdot d^{(k-1)}$$

e quindi, se si dispone di M livelli, il numero di parole codificabili a livello M, dove si hanno solo terminazioni, è:

$$n_M = 2^a \cdot d^{(M-1)}$$

Se si utilizzano tutte le terminazioni disponibili a livello M e ai livelli inferiori il numero totale di parole codificabili N_T vale:

$$[8] \qquad N_T = \sum_{k=1}^{M-1} nk + n_M =$$

$$= 2^a \cdot \frac{1 - d^M}{1 - d} - d \cdot \frac{1 - d^{(M-1)}}{1 - d} \qquad \text{per } d \neq 1$$

$$N_T = M \cdot 2^a - (M - 1) \qquad \text{per } d = 1$$

Il numero di bit B_M delle parole di codice del livello M risulta:

$$[9] \qquad B_M = a \cdot M$$

Definito il numero di livelli in base al numero di simboli di sorgente bisogna associare le parole di codice a ciascuno di essi.

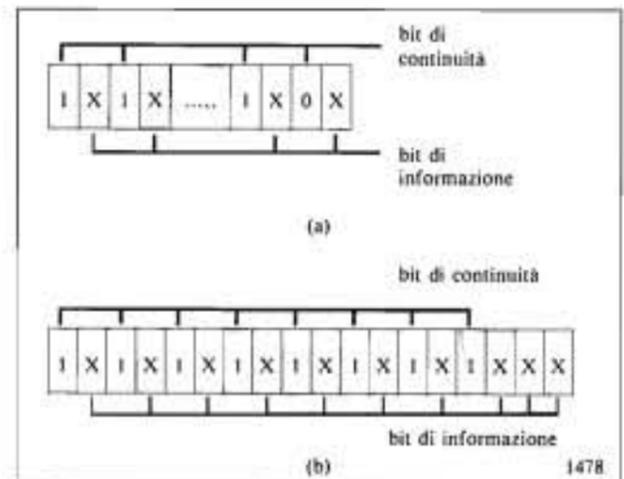



Fig. 6 — Codifica VLC con B2-code. Si distinguono due casi. Le parole di codice con lunghezza compresa tra 2 e 16 bit sono rappresentate in (a). In tale caso è necessario che l'ultimo bit di continuità sia posto a «0» per segnalare la terminazione della parola di codice. In (b) sono rappresentate le parole di codice di lunghezza 18. Tale lunghezza corrisponde a quella massima prefissata per questa applicazione e quindi diventa inutile l'inserimento dell'ultimo bit di continuità che può quindi essere sostituito con un bit d'informazione. Il numero totale di simboli codificabili risulta quindi uguale a $2^{10} + 2^8 \ldots + 2^1 = 1534$.

3.4.1 *Esempio: il B_2 code*

Si considera ora il B-Code (2,2), detto anche *B_2-Code*, nella forma specificata in bibl. 4. Esso si è dimostrato particolarmente adatto alla trasmissione del segnale video codificato mediante DCT.

Tale codice è costituito da blocchi di 2 bit; il primo bit di ogni coppia è detto bit di continuità in quanto indica che la parola continua, bit « 1 », oppure termina, bit « 0 »; il secondo bit di ogni coppia è invece un bit di informazione e permette, al decodificatore, di ricostruire i coefficienti DCT.

In figura 6 è rappresentata la struttura delle parole di codice nel caso specifico del sistema proposto per la codifica del segnale video, in questo caso si è limitata la lunghezza massima delle parole a 18 bit.

Il numero di livelli M dell'albero risulta, in base alla [9], uguale a 9, mentre il numero N_T di parole codificate può essere ottenuto dalla [8] con d = 2 e risulta uguale a 1534.

È inoltre previsto che vengano codificate mediante parole del codice anche le sequenze di zeri ed il simbolo di fine blocco EOB come descritto in 3.1.2.

3.5 VLC CALCOLABILE ARITMETICAMENTE

Un altro codice proposto per la codifica del segnale video è l'ACVLC (Arithmetically Computed Variable Length Code).

Questo codice è descrivibile mediante una struttura ad albero in cui esistono rami terminali e nodi di prosecuzione ai vari livelli.

Ad ogni livello k dell'albero vengono aggiunti $\delta 1(k)$ bit per codificare i vari simboli:

$$\delta 1(k) = a + b \cdot k$$

dove a e b sono due parametri caratteristici dell'ACVLC in esame.

Anche per questo codice si riporta in figura 7 un esempio di struttura ad albero con a = 1 e b = 1.

A livello k una parola di codice è costituita quindi da un numero di bit pari a:

$$1(k) = 1(k-1) + \delta 1(k)$$

Poiché ad un generico livello k si hanno $n_k = 2^{1(k)} - 1$ rami terminali e 1 nodo di continuazione, codificato con tutti 1, una parola di codice è costituita da k prefissi di lunghezza $\delta 1_0, \delta 1_1, \ldots, \delta 1_{k-1}$ e un suffisso di lunghezza $\delta 1_k$; i prefissi sono quindi distinguibili dal suffisso in quanto contengono solo 1. Il numero totale di simboli codificabili con M livelli è:

$$[10] \qquad N_T = \sum_{k=0}^{M} n_k$$

$$= 2^a \cdot \frac{1 - 2^{b(M+1)}}{1 - 2^b} - (M+1) \qquad \text{per } b \neq 0$$

$$N_T = (M+1) \cdot (2^a - 1) \qquad \text{per } b = 0$$

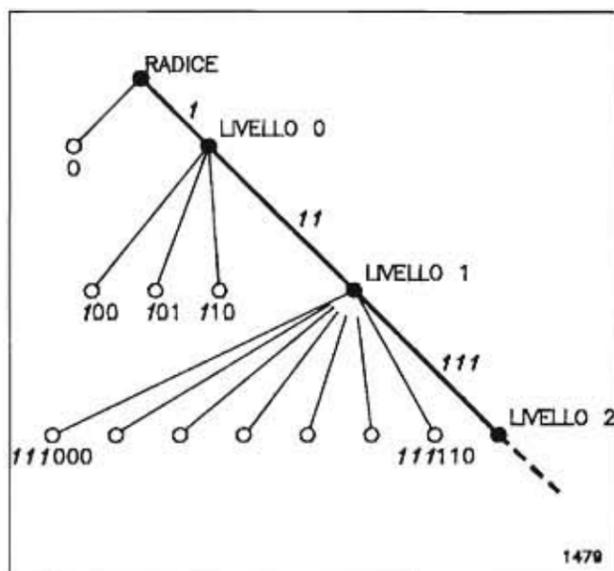



Fig. 7 — Struttura ad albero dell'ACVLC con a = 1 e b = 1. Sono rappresentati tre livelli. I prefissi sono i bit uno tracciati in italico. A livello 2, ad esempio il prefisso è costituito da 111 e il suffisso dalle sette combinazioni di tre bit 000-110.

Il numero di bit B_M delle parole di codice del livello M risulta:

$$[11] \qquad B_M = \sum_{k=0}^{M} \delta 1(k) = a \cdot (M+1) + b \cdot \frac{M \cdot (M+1)}{2}$$

3.5.1. *Esempio: ACVLC proposto per la codifica dei coefficienti DCT*

Si descrive il caso particolare di uso dell'ACVLC come proposto per la codifica del segnale video (bibl. 13).

L'ACVLC viene utilizzato per codificare sia i coefficienti DCT, sia le sequenze di coefficienti nulli.

A partire dalla radice dell'albero il primo bit di codifica serve a distinguere i simboli di sorgente in due categorie: se si tratta di uno 0, il resto della codifica interessa solo sequenze di zeri, se invece è un 1, si tratta di coefficienti diversi da zero.

Nel caso in cui il primo bit sia un 1, cioè si tratta di un coefficiente, il secondo bit indica, se è 0, che il valore è negativo, se è 1, che il valore è positivo. Inoltre il primo bit di codifica di un coefficiente diverso da zero, che segue una parola indicante una sequenza di zeri, viene omesso in quanto superfluo. Non è previsto un simbolo particolare che indichi la fine blocco. Si invia invece separatamente l'informazione del numero di coefficienti codificati per ciascun blocco.

L'ACVLC può essere adattato alla statistica del segnale video variando i parametri caratteristici a e b. In tal caso però, se si varia il codice, bisogna informare il decodificatore dei nuovi parametri usati; il decodificatore deve inoltre conoscere la tabella delle assegnazioni relativa ai nuovi parametri.

Per ridurre la complessità, è stato stabilito che a può variare solo tra 1 e 4 e b tra 0 e 3.

4. Scelta del VLC per la codifica dei coefficienti DCT

4.1 CRITERI DI SCELTA

La scelta del VLC da utilizzare per la codifica del segnale video non è basata su un singolo parametro, ma occorre tenere in considerazione diversi criteri.

Ovviamente il criterio fondamentale è quello dell'efficienza. A questo riguardo il codice ottimo risulta essere quello di Huffman, in quanto minimizza la ridondanza statistica. Sfortunatamente la statistica dell'alfabeto, cioè dei coefficienti DCT, non è perfettamente nota in quanto dipende da vari fattori, per esempio dalla posizione dei coefficienti all'interno del blocco, dal fattore di scalamento, dall'appartenenza alla componente di luminanza o a quella di crominanza, ed il codice di Huffman ha un'efficienza ridotta quando viene utilizzato per codificare alfabeti di sorgente con statistica diversa da quella usata per la generazione del codice.

A questo inconveniente si può ovviare adattando periodicamente il codice alla statistica dei coefficienti, costruendo di conseguenza le parole di codice e riassegnando opportunamente i simboli. Occorre però informare il decodificatore del risultato di queste operazioni e ciò riduce notevolmente sia l'efficienza, sia le prestazioni in caso di errori introdotti dal canale.

Un secondo criterio di scelta è appunto la robustezza del codice nei confronti degli errori. La possibilità di identificare la parola indipendentemente dalla sua decodifica è molto importante a questo riguardo. Un codice tipo « Comma » è ottimale in questo senso, ma offre bassa efficienza di codifica per l'applicazione in esame. Un ultimo criterio è la semplicità realizzativa del decodificatore. Infatti in applicazioni video la velocità di segnalazione è elevata e pertanto è necessario che l'identificazione e la decodifica delle parole di codice avvengano mediante operazioni semplici e possibilmente effettuabili in modo parallelo.

4.2 CONFRONTO FRA I CODICI PROPOSTI

Il sistema descritto brevemente in 3.1.1 è stato proposto per la codifica dei coefficienti DCT. La sua efficienza è simile a quella degli altri candidati, ma in generale sembra meno robusto nel caso di errori, anche se il fatto di consentire livelli di protezione diversi, a seconda del peso del coefficiente DCT codificato, potrebbe essere un vantaggio. Al momento attuale, comunque non sono stati ancora realizzati in pratica i dispositivi di co-decodifica.

Il codice ACVLC descritto in 3.5.1 presenta un'efficienza di poco inferiore a quella del codice di Huffman.

Simulazioni effettuate in Francia, in base alla statistica ottenuta con coefficienti DCT quantizzati in modo non lineare (è stato usato un quantizzatore quasi logaritmico), hanno fornito un valore dell'efficienza pari a circa il 94%.

Si deve considerare che tali risultati sono stati ottenuti utilizzando il codice in modo adattativo. Il codificatore deve quindi attuare delle scelte e comunicarle al decodificatore.

Questo codice è decodificabile più facilmente del codice di Huffman grazie alla divisione delle parole in prefisso e suffisso, ma non consente la sincronizzazione della parola prima della sua decodifica. Infatti l'individuazione della parola di codice si ha solo quando si è giunti ad un nodo terminale dell'albero di decodifica.

Le parole di codice possono inoltre essere facilmente calcolabili, con semplici operazioni aritmetiche, a partire dai parametri determinati dal codificatore e trasmessi al decodificatore.

La lunghezza delle parole di codice varia da 1 a 31 bit.

Un prototipo di codec utilizzante questo codice è stato realizzato e provato recentemente.

Il codice B_2 è stato confrontato con quello ACVLC usando lo stesso alfabeto, proveniente dal quantizzatore logaritmico, di cui si è parlato precedentemente. Si è ottenuta un'efficienza per il B_2-code pari al 91%, inferiore quindi a quella dell'ACVLC.

Il risultato migliore per l'ACVLC è essenzialmente dovuto alla sua adattatività. Infatti, utilizzando quattro differenti B-code, uno del tipo (2,2) e tre del tipo (3,n), e consentendo una scelta adattativa al codificatore, l'efficienza ottenuta è salita a circa il 94%, come nel caso dell'ACVLC.

L'uso adattativo di differenti B-code ha però implicazioni sulla semplicità di decodifica e sulla robustezza nel caso di errori; infatti non essendo la posizione del bit di continuità costante, esistono parole multiple di 2 bit e di 3 bit, le operazioni di sincronizzazione e di decodifica non sono indipendenti.

Dal punto di vista della semplicità di decodifica, il codice B_2 è senz'altro migliore poiché consente l'individuazione delle parole indipendentemente dalla decodifica, limita la propagazione degli errori e consente l'uso di circuiti operanti in modo parallelo. Occorre inoltre notare che la lunghezza delle parole di codice varia da 2 a 18 bit.

Si osservi che nel caso di quantizzatore lineare, come previsto dalle attuali specifiche, l'efficienza calcolata per il B_2-code è di circa il 95% per le sequenze normalmente usate per le simulazioni.

Lo stesso codice, ma con parole di lunghezza massima 16, è utilizzato nel codec di tipo DCT intra-field prodotto e commercializzato dalla Telettra S.p.A. (bibl. 3).

4.3 LA SCELTA

I codici precedentemente descritti sono stati valutati attentamente presso il Centro Ricerche RAI e dalla Telettra S.p.A. in base ai criteri sopra esposti.

Quando si è trattato di decidere il tipo di codice da utilizzare per il sistema di codifica DCT ibrido in via di realizzazione (bibl. 5) la scelta è caduta sul codice B_2.

Si è ritenuto infatti che un codice di tipo adattativo richieda una maggiore complessità del codificatore, che deve essere in grado di operare scelte in tempo reale, e presenti una maggiore sensibilità agli errori introdotti dal canale, occorre infatti fornire informazioni aggiuntive al decodificatore. A fronte di questi svantaggi esiste probabilmente un guadagno in efficienza, la cui entità è comunque di difficile valutazione.

D'altro canto si sono ritenuti fondamentali i criteri di: facile recupero dei sincronismi di parola e di blocco, ro-

bustezza agli errori, semplicità realizzativa. Nei confronti di tali criteri il B_2-code è stato giudicato ineguagliabile.

Per quanto riguarda l'efficienza, il B_2-code presenta un'elevata efficienza, prossima a quella del codice di Huffman.

Si ricorda inoltre che il B_2-code è già stato ampiamente sperimentato con buoni risultati per il codec DCT intra-field.

La scelta del tipo di codice da utilizzare è solo il primo passo per la definizione della struttura del sistema e sua ottimizzazione per la presente applicazione.

5. **Ottimizzazione**

Il codice prescelto ha la struttura indicata in 3.4.1. In base a simulazioni effettuate mediante calcolatore su sequenze video 4:2:2 è stata determinata l'assegnazione dei valori dei coefficienti DCT e delle sequenze di zeri alle parole di codice.

Dall'analisi statistica dei coefficienti DCT si è osservato che la densità di probabilità dei loro valori ha un andamento di tipo laplaciano ed il valore più probabile è zero; tali risultati confermano studi precedentemente svolti (bibl. 14).

Per ottenere una maggiore efficienza vengono codificate come simboli di sorgente anche le sequenze di zeri. Pertanto i simboli più probabili diventano + 1 e − 1 a cui si associano le parole lunghe due bit. L'assegnazione procede codificando via via i valori dei coefficienti di valore assoluto più basso e, parallelamente, le sequenze di zeri più corte, che risultano più probabili. Nell'alfabeto di sorgente esistono anche tre simboli particolari indicati con EOB_0, EOB_1 e NULL.

I primi due sono usati per indicare la fine del blocco; nel caso in cui il blocco termini con una sequenza di zeri, questa non viene trasmessa. I due EOB, data l'elevata probabilità di occorrenza, sono codificati con soli 6 bit.

I due simboli vengono usati secondo un ordine prestabilito in modo da consentire il recupero del sincronismo e di rivelare l'eventuale perdita di blocchi (bibl. 15).

Il simbolo NULL viene invece codificato con 12 bit e viene trasmesso per evitare una situazione di svuotamento (underflow) del buffer.

5.1. DETERMINAZIONE DELLE TABELLE DI ASSEGNAZIONE

L'assegnazione delle parole di codice ai valori dei coefficienti ed alle sequenze di zeri è univoca e memorizzata sia nel codificatore che nel decodificatore. Si può evitare di utilizzare una memoria di dimensioni tali da contenere l'assegnazione di tutte le parole di codice. Si è verificato che è sufficiente memorizzare l'assegnazione per i valori inferiori o uguale a 16, in valore assoluto, e per le sequenze di zeri. L'assegnazione ai valori superiori può essere fatta in base ad una legge deterministica che non è strettamente legata alla statistica dei coefficienti; ciò influenza poco le prestazioni del codice, in quanto interessa i valori meno probabili.

Poiché i valori da memorizzare sono limitati si può pensare di utilizzare più tabelle, in funzione del tipo di componente video (luminanza o crominanza), del modo di codifica (intra o inter), del fattore di trasmissione. Si è posto come unico vincolo l'uso delle stesse parole, in tutte le eventuali tabelle, per gli EOB.

Per determinare il numero delle tabelle e i criteri di assegnazione occorre analizzare la distribuzione delle frequenze relative dei valori dei coefficienti DCT, e successivamente determinare le tabelle ottime assegnando le parole di codice più corte ai valori più frequenti.

Il numero N di simboli esaminati ed il numero B di bit per simbolo sono dati da:

$$N = \Sigma f_i$$

$$B = \frac{\Sigma f_i \cdot b_i}{N}$$

dove f_i indica la frequenza assoluta e b_i il numero di bit di ciascun simbolo. Il numero medio B di bit per simbolo è calcolato per le tabelle di assegnazione determinate dall'istogramma delle frequenze dei valori dei coefficienti DCT. Inoltre tale valore è stato determinato assegnando solo le parole con lunghezza fino a 10 bit oppure considerando quelle fino a 12 bit. In quest'ultimo caso sarebbero necessarie, per l'assegnazione delle parole di codice, tabelle di dimensione doppia.

L'analisi statistica effettuata riguarda le parole codificabili relative: al caso in cui non si opera distinzione fra i coefficienti, a quello in cui le due componenti di luminanza e crominanza sono considerate separatamente ed infine al caso in cui sono considerati separatamente i tre modi intra/inter di codifica DCT.

Per poter disporre di risultati significativi, lo studio è stato effettuato su una sequenza di 96 quadri, denominata MIX, che contiene tre spezzoni di sequenze con caratteristiche differenti, per garantire un'informazione indipendente dalle caratteristiche di una singola immagine.

Le simulazioni sono state effettuate a bit-rate costanti, pari a 10 e a 30 Mbit/s; questo affinché la retroazione del buffer garantisca che l'entropia dei coefficienti DCT risulti indipendente dalle immagini trattate.

L'utilizzo delle tabelle ottime di assegnazione in versione ristretta, ossia con parole fino a 10 bit, ed estesa, con parole fino a 12 bit, non hanno comportato variazione significativa dell'efficienza.

La scelta della tabella di assegnazione in funzione del modo intra/inter di trattamento del blocco non fornisce miglioramenti rispetto all'uso di una sola tabella di assegnazione. Ciò implica la non dipendenza della tabella di assegnazione del B_2-code nei confronti dell'uso della compensazione del movimento. Infatti, l'utilizzo di tale tecnica comporta una variazione percentuale dei modi intra/inter in cui sono trattati i singoli blocchi.

Un miglioramento delle prestazioni si ottiene invece utilizzando due diverse tabelle di assegnazione, una per la componente di luminanza e l'altra per quella di crominanza.

In questo caso, l'uso di una tabella distinta per la crominanza, rispetto all'uso di un'unica tabella ottima, comporta una riduzione di circa il 3% relativamente alla sola componente di crominanza a 30 Mbit/s e di circa il 5% a 10 Mbit/s; poiché il numero di simboli della componente

CODICI A LUNGHEZZA VARIABILE APPLICATI AI COEFFICIENTI DCT

TABELLA 1

ASSEGNAZIONE DELLE PAROLE DI CODICE AI VALORI DEI COEFFICIENTI DI LUMINANZA (Y) E CROMINANZA (C)

parola di codice	Y		C
0 1		1	
1 1 0 0		2	
1 1 0 1		0*1	
1 1 1 0 0 0		0*3	
1 1 1 0 0 1	3		0*5
1 1 1 1 0 0	4		0*7
1 1 1 1 0 1		EOB_0	
1 1 1 0 1 0 0 0	0*5		3
1 1 1 0 1 0 0 1	0*7		4
1 1 1 0 1 1 0 0		0*9	
1 1 1 0 1 1 0 1		0*11	
1 1 1 1 1 0 0 0		5	
1 1 1 1 1 0 0 1	6		0*13
1 1 1 1 1 1 0 0	7		0*15
1 1 1 1 1 1 0 1	8		0*17
1 1 1 0 1 0 1 0 0 0	0*13		6
1 1 1 0 1 0 1 0 0 1	0*15		7
1 1 1 0 1 0 1 1 0 0	0*17		8
1 1 1 0 1 0 1 1 0 1		0*19	
1 1 1 0 1 1 1 0 0 0		0*21	
1 1 1 0 1 1 1 0 0 1		0*23	
1 1 1 0 1 1 1 1 0 0		0*25	
1 1 1 0 1 1 1 1 0 1		0*27	
1 1 1 1 1 0 1 0 0 0		9	
1 1 1 1 1 0 1 0 0 1		10	
1 1 1 1 1 0 1 1 0 0		11	
1 1 1 1 1 0 1 1 0 1		12	
1 1 1 1 1 1 1 0 0 0		13	
1 1 1 1 1 1 1 0 0 1		14	
1 1 1 1 1 1 1 1 0 0		15	
1 1 1 1 1 1 1 1 0 1		16	

parola di codice	Y		C
0 0		−1	
1 0 0 1		−2	
1 0 0 0		0*2	
1 0 1 1 0 1		0*4	
1 0 1 1 0 0	−3		0*6
1 0 1 0 0 1	−4		0*8
1 0 1 0 0 0		EOB_1	
1 0 1 1 1 1 0 1	0*6		−3
1 0 1 1 1 1 0 0	0*8		−4
1 0 1 1 1 0 0 1		0*10	
1 0 1 1 1 0 0 0		0*12	
1 0 1 0 1 1 0 1		−5	
1 0 1 0 1 1 0 0	−6		0*14
1 0 1 0 1 0 0 1	−7		0*16
1 0 1 0 1 0 0 0	−8		0*18
1 0 1 1 1 1 1 1 0 1	0*14		−6
1 0 1 1 1 1 1 1 0 0	0*16		−7
1 0 1 1 1 1 1 0 0 1	0*18		−8
1 0 1 1 1 1 1 0 0 0		0*20	
1 0 1 1 1 0 1 1 0 1		0*22	
1 0 1 1 1 0 1 1 0 0		0*24	
1 0 1 1 1 0 1 0 0 1		0*26	
1 0 1 1 1 0 1 0 0 0		0*28	
1 0 1 0 1 1 1 1 0 1		−9	
1 0 1 0 1 1 1 1 0 0		−10	
1 0 1 0 1 1 1 0 0 1		−11	
1 0 1 0 1 1 1 0 0 0		−12	
1 0 1 0 1 0 1 1 0 1		−13	
1 0 1 0 1 0 1 1 0 0		−14	
1 0 1 0 1 0 1 0 0 1		−15	
1 0 1 0 1 0 1 0 0 0		−16	

Nota: Tabella di assegnazione delle parole B2-code ai simboli più probabili di lunghezza fino a 10 bit. Ai valori inferiori a − 16 e superiori a 16, viene sommato un offset rispettivamente di − 34 e + 33. I bit di informazione nel caso dei valori positivi sono il complemento a quelli dei valori negativi corrispondenti. Analoga situazione si verifica per le sequenze di zeri di ordine dispari e pari e per i due simboli EOB_0 e EOB_1.
Si precisa che, in questa come nella Tabella successiva, l'asterisco indica una successione di zeri pari al numero che lo segue; ad esempio 0*3 indica 000.

TABELLA 2

ASSEGNAZIONE PER LE SEQUENZE DI ZERI

PAROLA DI CODICE	SEQ. ZERI	PAROLA DI CODICE	SEQ. ZERI
1 1 1 0 1 0 1 0 1 0 0 0	0*29	1 0 1 1 1 1 1 1 1 1 0 0	0*30
1 1 1 0 1 0 1 0 1 0 0 1	0*31	1 0 1 1 1 1 1 1 1 1 0 1	0*32
1 1 1 0 1 0 1 0 1 1 0 0	0*33	1 0 1 1 1 1 1 1 1 0 0 0	0*34
1 1 1 0 1 0 1 0 1 1 0 1	0*35	1 0 1 1 1 1 1 1 1 0 0 1	0*36
1 1 1 0 1 0 1 1 1 0 0 0	0*37	1 0 1 1 1 1 1 0 1 1 0 0	0*38
1 1 1 0 1 0 1 1 1 0 0 1	0*39	1 0 1 1 1 1 1 0 1 1 0 1	0*40
1 1 1 0 1 0 1 1 1 1 0 0	0*41	1 0 1 1 1 1 1 0 1 0 0 0	0*42
1 1 1 0 1 0 1 1 1 1 0 1	0*43	1 0 1 1 1 1 1 0 1 0 0 1	0*44
1 1 1 0 1 1 1 0 1 0 0 0	0*45	1 0 1 1 1 0 1 1 1 1 0 0	0*46
1 1 1 0 1 1 1 0 1 0 0 1	0*47	1 0 1 1 1 0 1 1 1 1 0 1	0*48
1 1 1 0 1 1 1 0 1 1 0 0	0*49	1 0 1 1 1 0 1 1 1 0 0 0	0*50
1 1 1 0 1 1 1 0 1 1 0 1	0*51	1 0 1 1 1 0 1 1 1 0 0 1	0*52
1 1 1 0 1 1 1 1 1 0 0 0	0*53	1 0 1 1 1 0 1 0 1 1 0 0	0*54
1 1 1 0 1 1 1 1 1 0 0 1	0*55	1 0 1 1 1 0 1 0 1 1 0 1	0*56
1 1 1 0 1 1 1 1 1 1 0 0	0*57	1 0 1 1 1 0 1 0 1 0 0 0	0*58
1 1 1 0 1 1 1 1 1 1 0 1	0*59	1 0 1 1 1 0 1 0 1 0 0 1	0*60
1 1 1 1 1 0 1 0 1 0 0 0	0*61	1 0 1 0 1 1 1 1 1 1 0 0	0*62
1 1 1 1 1 0 1 0 1 0 0 1	0*63	1 0 1 0 1 1 1 1 1 1 0 1	NULL

di crominanza è decisamente inferiore a quello della luminanza, le riduzioni di bit-rate effettive risultano dello 0,4% e 0,7%.

In base ai risultati delle simulazioni si è pervenuti all'assegnazione delle parole di codice riportate in Tabella 1 e Tabella 2.

L'efficienza riscontrata nelle simulazioni utilizzando tali tabelle è pari a circa il 95%. L'alfabeto è costituito dai valori dei coefficienti DCT ottenuti dal codificatore ibrido ad un bit-rate di 10 e di 30 Mbit/s e quantizzati linearmente.

5.2 ELIMINAZIONE DEL VALORE + 1 COMPRESO FRA SEQUENZE DI ZERI

Al fine di migliorare l'efficienza di codifica si propone la non trasmissione del valore + 1 quando questo è compreso tra due sequenze di zeri, oppure tra una sequenza di zeri ed il simbolo di fine blocco. Il ricevitore ricostruisce il valore + 1 non trasmesso ogni volta che riceve due sequenze di zeri consecutive oppure una sequenza di zeri seguita da un EOB.

Al fine di valutare la riduzione del numero medio di bit per pel, si è simulato il sistema di DCT Ibrido, sia con la trasmissione che con la non trasmissione del valore + 1 compreso tra sequenze di zeri. La simulazione è stata effettuata utilizzando due differenti sequenze e fattore di trasmissione costante, al fine di eliminare l'influenza del buffer di trasmissione. In questo modo l'unico parametro che varia è il numero medio di bit per pel, mentre rimane costante il rapporto S/N della sequenza trattata, e quindi rimane agevole il confronto delle prestazioni.

In Tabella 3 sono riportati i risultati della simulazione.

La riduzione assoluta di bit per pel aumenta all'aumentare del bit-rate, mentre quella percentuale aumenta riducendo il bit-rate di trasmissione e risulta ≈ 4,5% con un bit-rate equivalente a circa 10 Mbit/s e di ≈ 2,5% con un bit-rate equivalente a circa 35 Mbit/s.

TABELLA 3
ELIMINAZIONE DEI VALORI + 1

SEQ	BIT RATE	S/N [dB] Y	S/N [dB] C	[Bit/pel] NO	[Bit/pel] SI	[Bit/pel] DIFF.	DIFF. %
A	≈ 35	42,5	41,4	3,540	3,455	0,085	2,40
	≈ 20	36,7	38,1	2,076	2,004	0,072	3,46
	≈ 10	31,5	35,7	1,158	1,105	0,053	4,54
B	≈ 35	42,5	41,7	3,480	3,392	0,088	2,51
	≈ 20	36,9	38,1	2,017	1,922	0,068	3,35
	≈ 10	31,9	35,5	1,129	1,082	0,048	4,22

Nota: Numero medio di bit per pel necessario a codificare due sequenze, MIX quadri 1-50 (A) e RENATA BUTTERFLY quadri 2-90 (B), nel caso in cui vengano eliminati SI oppure NO i coefficienti uguali a + 1 compresi fra due sequenze di zeri. I dati sono riportati per tre differenti fattori di trasmissione equivalenti ad un bit-rate medio pari a circa 35, 20 e 10 Mbit/s. Sono indicate le differenze in numero di bit (DIFF) ed in percentuale (%) fra i due casi.

5.3 CONSEGUENZE DELLA SCELTA DEL VLC SULLA STRUTTURA DELLA TRAMA VIDEO

La possibilità di utilizzare un codice dalla struttura semplice e robusta come il B_1-code ha consentito di realizzare una organizzazione di trama particolarmente efficiente. L'uso di due parole VLC distinte per il simbolo di fine blocco, cioè EOB_0 e EOB_1, permette di ottenere la sincronizzazione del segnale video anche in presenza di elevati tassi d'errore sul canale, e ciò con un minimo incremento della ridondanza. I pacchetti su cui è basata la struttura di trama sono inoltre progettati anche in funzione delle caratteristiche del codice VLC impiegato (bibl. 15).

6. Conclusioni

Il ruolo della codifica con parole a lunghezza variabile dei coefficienti DCT è fondamentale nel determinare le prestazioni del sistema di riduzione della ridondanza.

La scelta del tipo di codice utilizzato ha implicazioni non solo sull'efficienza di codifica, ma anche sul comportamento del sistema nella fase di acquisizione e mantenimento dei sincronismi e in caso di errori introdotti dal canale.

Il VLC scelto per la realizzazione di codec TV e HDTV e denominato B_1-code presenta ottime caratteristiche sotto questi punti di vista. Consente inoltre la realizzazione di circuiti di decodifica semplici ed estremamente efficienti, anche ad elevate velocità di segnalazione.

Altri elementi del sistema, quali la tecnica di rivelazione degli errori e l'organizzazione della trama video, sono stati progettati tenendo conto delle caratteristiche del VLC.

Fortunatamente il B_1-code presenta, oltre a tutti i vantaggi suddetti, anche un'efficienza di codifica elevata, analoga a quella degli altri codici proposti e prossima a quella di Huffman.

(3847)

BIBLIOGRAFIA

1. - DEL PERO: *Codifica del segnale televisivo numerico: metodi di riduzione della ridondanza.* «Elettronica e Telecomunicazioni», n. 1, 1989, pagg. 9-16.

2. - BARBERO M., STROPPIANA M.: *Codifica del segnale televisivo numerico: sistemi di riduzione della ridondanza mediante l'uso della trasformata coseno discreta.* «Elettronica e Telecomunicazioni», n. 1, 1989, pagg. 17-29.

3. - *DTV-34 DCT Codec TV per sistemi di trasmissione digitale a 34 Mbit/s.* Telettra - Divisione trasmissione, Febbraio 1989.

4. - IWP CMTT/2: *Revised version of Draft Report AD/CMTT: Digital Transmission of Component-Coded Television Signal at 30-34 Mbit/s and 45 Mbit/s.* Giugno 1989.

5. - BARBERO M., CUCCHI S.: *Codifica del segnale televisivo numerico: architettura di un co-decodificatore utilizzante la DCT.* «Elettronica e Telecomunicazioni», in questo numero.

6. - BENEDETTO S., BIGLIERI E., CASTELLANI V.: *Digital Transmission Theory*, Prentice Hall, 1987.

7. - GRAY R.M.: *Vector Quantization* «IEEE ASSP Magazine», April 1984.

8. - MACQ B., DELOGNE P.: *Progressive Transmission of Pictures by Transform Coding.* «Picture Coding Symposium PCS88», Torino, Settembre 1988.

9. - ROSENFELD A., KAK A. C.: *Digital Picture Processing* Academic Press.

10. - GONZALES R. C., WINTZ P.: *Digital Image Processing.* Addison Wesley Publishing Company, 2nd Edition.

11. - HUFFMAN D. A.: *A Method for the Construction of Minimum Redundancy Codes.* «Proceedings of the IRE», settembre 1952.

12. - WADE J. G.: *Signal Coding and Processing: an Introduction Based on Video Systems.* Plymouth Politechnic, Ellis Horwood Limited Publischer, Chichester.

13. - TOURTIER P. J., PERRON C.: *Arithmetically Computed Variable Length Codes.* «Picture Coding Symposium PCS88», Torino, Settembre 1988.

14. - REININGER R. C., GIBSON J. D.: *Distributions of the Two Dimensional DCT Coefficients for Images.* «IEEE Transactions on Communications», vol. COM-31, n. 6, Giugno 1983.

15. - BARBERO M., DEL PERO R., GIROMINI P.: *Codifica del segnale televisivo numerico: struttura di trama per un sistema basato su DCT.* «Elettronica e Telecomunicazioni», in questo numero.

Per vincere una sfida, non basta saper vendere.

Conoscere la tecnologia più avanzata del mondo non è semplice come un viaggio a Tokio. Federal Trade è un'azienda specializzata nella strumentazione di misura per telecomunicazioni e fibre ottiche che nella conoscenza, nella scelta e nell'assistenza dei prodotti giapponesi di punta ha maturato un'esperienza di decenni. Dagli analizzatori di spettro agli ATE, dal campo delle fibre ottiche a quello della Factory Automation i clienti Federal Trade si aspettano un servizio altamente competente, efficiente e qualificato, che Federal Trade può garantire grazie al know-how maturato e alle attrezzature d'avanguardia del proprio laboratorio. Perciò gli interventi sono immediati, e nessuno strumento ha dovuto essere rimandato in Giappone per riparazioni, mai. Quindi, avete ragione a ricercare il meglio della tecnologia mondiale. Ma cercatelo da chi lo fa valere al meglio.

Tradizione come dottrina
tecnologia come scelta.

Federal Trade s.r.l. - Via L. Da Vinci, 21/23 - 20090 Segrate (MI) - Tel. (02) 21.34.034/35 r.a. - 21.35.418/19 r.a. - Telex 322834 - Telefax (02) 21.33.970

NOTIZIARIO

Da comunicazioni pervenute alla Redazione

PELLICOLE «TEFLON» FEP DELLA DUPONT — TeknoTerm AB, uno dei maggiori produttori di collettori solari del Nord Europa, ha studiato un nuovo tipo di captori solari che utilizzano la pellicola FEP «Teflon» della Du Pont (In Italia: via A. Volta 16, Cologno Monzese-Milano). Oltre 20.000 mq. di questi stessi captori sono già stati installati in Svezia ed in Danimarca.

I nuovi captori sono stati progettati in modo da trarre il massimo vantaggio dalla radiazione solare diffusa predominante in Scandinavia e Nord Europa, soprattutto in inverno, ma funzionano altrettanto bene anche in altre condizioni climatiche. Secondo TeknoTerm, essi possono garantire la fornitura di acqua calda fino ad una temperatura di 100 °C durante tutto l'anno e sono indicati sia per abitazioni monofamiliari che per piccole comunità.

I captori della TeknoTerm hanno un rivestimento in vetro temprato, non contenente ferro ed estremamente trasparente, con un fattore di trasmissione di raggi infrarossi superiore di circa il 4 per cento a quello del vetro normale. Uno strato di pellicola in «Teflon» FEP, utilizzato come barriera alla convezione e con una capacità di trasmissione solare pari al 96 per cento, consente il passaggio dei raggi solari evitando che gran parte del calore si disperda nuovamente nell'ambiente.

La pellicola in «Teflon» FEP è sistemata accuratamente tra la copertura in vetro ed il collettore per minimizzare le perdite di calore. Il collettore attuale, composto da alette di alluminio collegate a massa a dei condotti interni di rame pieni d'acqua, ha uno speciale rivestimento per massimizzare la sua capacità di assorbimento. Il calore che si è quindi prodotto nel collettore viene poi trasferito a degli appositi serbatoi o cisterne d'acqua, per uso immediato o a lungo termine.

Un'altra delle ragioni per cui viene scelta la pellicola in «Teflon» FEP per questo tipo di impieghi, e la sua resistenza a temperature di 200 °C. Quando in questi sistemi si sviluppano temperature così elevate, quasi tutti gli altri tipi di pellicole subiscono un deterioramento.

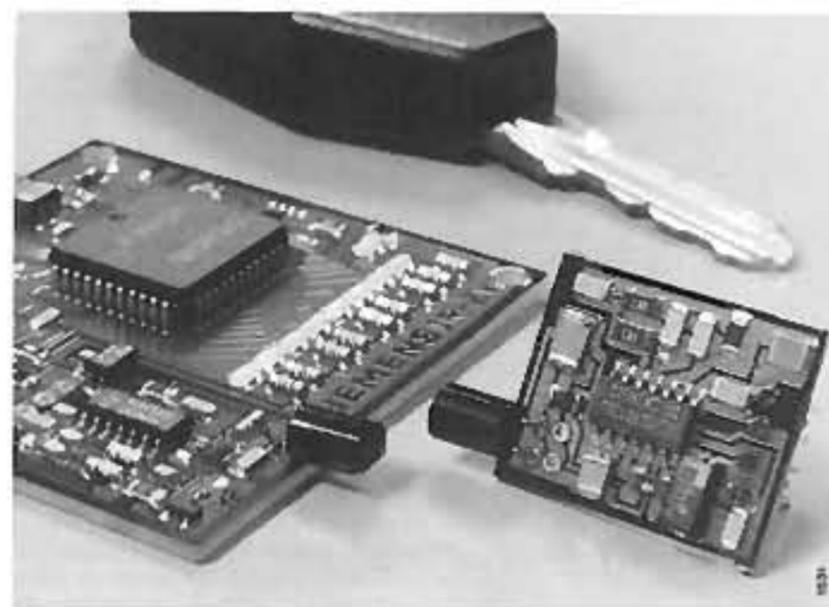
L'International Energy Agency (IEA) ha riconosciuto che i collettori della TeknoTerm sono oggi quelli che minimizzano i costi di produzione di energia solare. Ad esempio, un impianto completo di energia solare, con 5.000 metri quadrati di captori TeknoTerm, può produrre da 2.500 a 3.000 MWh di energia all'anno, a seconda dell'ubicazione e della temperatura richiesta. Sulla base di un costo di circa 1,2 milioni di dollari (pari a 1,7 miliardi di lire circa), ed una durata di funzionamento di circa 30 anni, si ottiene un costo compreso tra 0,04 e 0,07 dollari per kWh (54-94 lire), che è inferiore a molte altre fonti di energia tradizionali.

(3866)

LGR 7656: UN LASER DI PICCOLE DIMENSIONI — Gli scanner portatili devono essere il più possibile leggeri e piccoli e generalmente le loro dimensioni dipendono dal tipo di laser inserito. La Siemens (in Italia: via Fabio Filzi 25/A-Milano) presenta un tubo laser ad elio-neon con diametro ridotto da 25,0 a 22,5 mm. Il modello LGR 7656, lungo 119 mm come il precedente (LGR 7646), è caratterizzato da una potenza di uscita di almeno 0,5 mW, nel modo base TEM_{00}, con assorbimento di corrente pari a 2,8 mA e tensione di funzionamento di 1000 V.

Oltre che per le dimensioni ridottissime, questo prodotto si distingue per la nuova tecnologia di brasatura del vetro utilizzata, che consente la produzione a basso costo di grandi quantità di pezzi.

Lo scarso consumo di energia (2,8 mA) di questo laser ad elio-neon ne consente l'alimentazione anche a batteria. Siemens prevede l'utilizzo di questo prodotto non solo nella lettura dei codici a barre nei sistemi di gestione delle merci, ma anche nel settore dell'edilizia, negli strumenti di misurazione e nei puntatori per armi da sport e da caccia. I «pesi leggeri» (70 g) vengono sempre più richiesti anche per l'industria del tempo libero. Con una durata di 10.000 ore il modello LGR 7656 è particolarmente indicato per i «laserpointer» (indicatori luminosi laser), generalmente utilizzati per le spiegazioni di grafici e trasparenze proiettati nel corso di presentazioni o conferenze; questi indicatori luminosi possono infatti essere lasciati accesi per tutta la durata della presentazione senza pregiudicare la durata del laser.

(3872)

PREAMPLIFICATORE A INFRAROSSI TDE 4061/60 — Il nuovo preamplificatore ad infrarossi della SIEMENS (In Italia: via Fabio Filzi 25/A - Milano) consente ai telecomandi IR di funzionare senza disturbi da – 40 a + 110 °C. Il diodo IR collegato in ingresso capta di solito sia il segnale utile sia lo spettro di infrarossi della luce diurna nonché il «rumore a 100 Hz» delle lampade ad incandescenza e le componenti dello spettro I.R. delle lampade fluorescenti.

Il nuovo circuito TDE 4061 integra un preamplificatore a basso rumore, in grado di eliminare le indesiderate correnti nel diodo I.R. (dovute a disturbi a bassa frequenza). Un filtro passa banda collegato a valle migliora il rapporto segnale/rumore. È presente anche un demodulatore.

Il TDE 4060 è uguale alla versione precedente ma senza demodulatore. Il circuito d'ingresso regola l'amplificazione, impedendo così che l'ampiezza di disturbo sovrammoduli l'amplificatore e sopprima i segnali utili.

Il TDE 4061/60 permette inoltre (con sensibilità limitata) di elaborare anche segnali fortemente disturbati in modo da soddisfare qualsiasi esigenza dell'utente. Campi d'impiego: autoveicoli, elettronica industriale, elettronica civile ecc.

(3869)

SIGNAL COMPUTER SC 04 — La Createc rappresentata in Italia dalla AMPERE S.p.A. (v. Scarlatti 26 - Milano), ha recentemente presentato il Signal Computer SC 04, ultimo prodotto della serie che comprende l'SC 01 e SC 02.

L'importante novità del sistema di misura SC 04 è l'interfacciabilità con un PC IBM o compatibile attraverso RS 232C, e con una stampante attraverso un'interfaccia parallela Centronics. Per applicazioni in campo esiste una stampante compatta che permette di realizzare copie 1 : 1 dello schermo LCD.

La caratteristica saliente del Signal Computer SC 04 è quella di concentrare in una ridottissima dimensione (160 × 105 × 39 mm) le funzioni di un oscilloscopio digitale, di un transient recorder, di un multimetro digitale, di un frequenzimetro e di un elaboratore di segnali.

Il tutto gestito da un software residente nel Signal Computer che permette notevoli facilitazioni di utilizzo rispetto agli strumenti tradizionali (es.: aggancio automatico del segnale, autotrigger ecc.).

Il notevole numero di memorie per immagazzinare i segnali (46) e di memorie di settaggio (10) permettono un utilizzo ad ampio spettro nei settori più vari delle misure e della diagnostica industriale.

In aggiunta il nuovo Signal Computer SC 04 permette la stampa, la memorizzazione nella memoria di massa del PC ed una notevole post-analisi del segnale campionato (medie, FFT, inviluppi, ecc.)

Il colloquio tra PC e Signal Computer è bidirezionale, per cui è possibile gestire l'acquisizione e l'analisi del segnale attraverso il PC con un menù guidato ed il mouse.

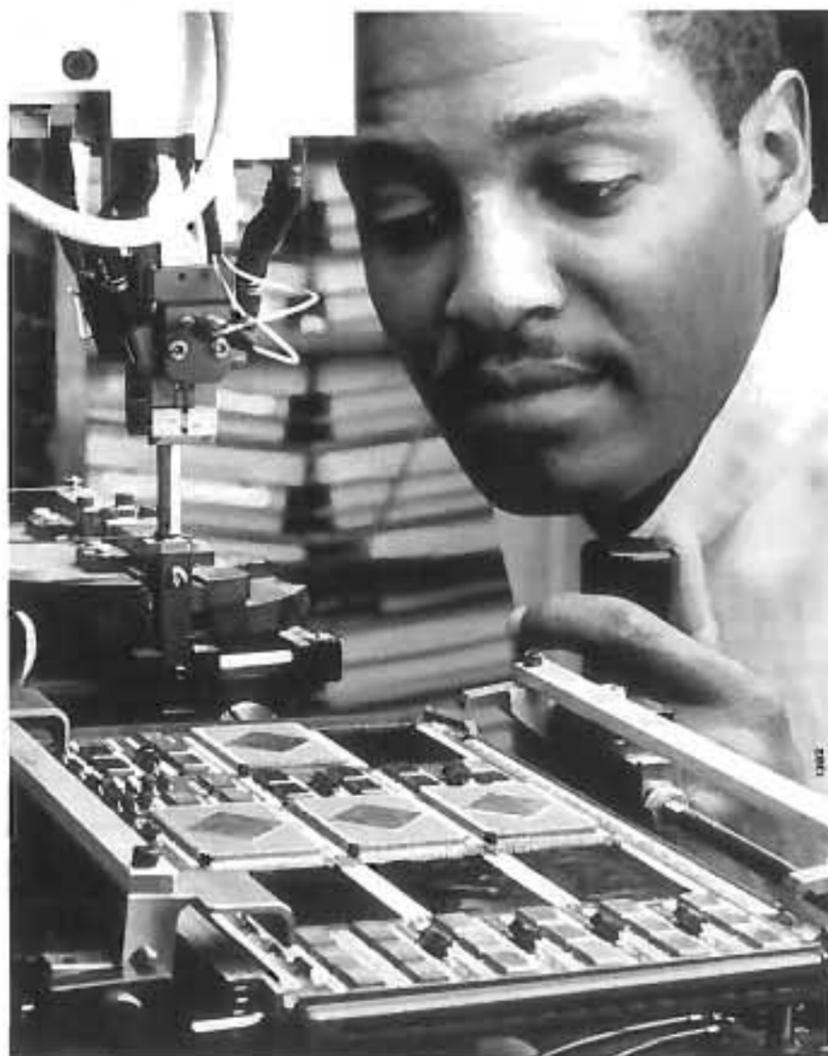
Tutto ciò permette di utilizzare il Signal Computer come terminale in campo, date le ridotte dimensioni, per acquisire, analizzare i segnali ed effettuare stampe dei dati e delle curve; una volta in laboratorio si possono analizzare i risultati dei segnali campionati in campo sfruttando, grazie al software messo a punto dalla Createc, le risorse del PC.

(3865)

SH 100 E: GATE-ARRAY FINO A 13000 GATES — Le Siemens (In Italia, via Fabio Filzi 25/A - Milano) ha realizzato una famiglia di gate-array (SH 100 E) da 1000 ad oltre 13000 gates, il cui ritardo rispetto alle precedenti versioni (SH 100 C) è stato ridotto da 350 ps a 130 ps. La famiglia bipolare semicustom è dimensionata sia per computer sia per sistemi di trasmissione fino a 2,4 Gbit/s.

La serie ECL consente di selezionare e programmare consumo e velocità in tre gradini (low power, medium, high speed); il progettista può lasciare invariato il consumo della famiglia precedente (SH 100 C) e raddoppiare la complessità e la frequenza di clock oppure ridurre il consumo ad un terzo dei precedenti valori mantenendo invariato il ritardo di gate.

Per tutti i tipi (tranne quelli da 13000), gli ingressi/uscite sono compatibili TTL per poter sfruttare la velocità dei gate-array ECL (1,2 GHz) anche in circuiti pilota di tipo TTL. La Siemens offre attualmente due biblioteche di celle per gli stessi master di base che possono essere indicate per una elevata simmetria del fianco (CML/«Current Mode Logic») oppure per una elevata capacità di driver (ECL/«Emitter Coupled Logic»). La Siemens lavora già per integrare entrambe le tecnologie (ECL e CML) su un unico chip.

(3868)

GATE ARRAY VHSIC PER RADAR — La Hughes Microelectronics Center di Newport Beach - California (rivolgersi a: Engineering in Britain Information Services 3 Johnson's Court - Fleet Street - Londra EC4A 3EA - Inghilterra) ha prodotto nuovi gate array Serie U (v. fotografia) rispondenti alle specifiche VHSIC (Very High Speed Integrated Circuit) che sono stati installati nel radar dell'aereo operativo F-15 Eagle della US Air Force.

In questi chips le piste metalliche hanno una larghezza di soli 1,1 micron e collegano, con uno sviluppo complessivo di circa 9 metri, oltre 25 000 transitori, integrati assieme alle relative piste, in una piastrina più piccola di un'unghia.

Diciassette versioni diverse dei gate array Serie U vengono utilizzate in 21 punti sui moduli del radar APG-70 montato sull'aereo F-15. Questo ha permesso di integrare la potenza elaborativa di migliaia di personal computer in una singola unità non molto più grande di un televisore da 12 pollici.

(3815)

NUOVE FRONTIERE NELL'ANALISI SPETTRALE FINO A 22 GHz — Il nuovo analizzatore di spettro SNA-7 della Wandel & Goltermann, Postfach 1262-D7412 Eningen FR Germany (rappresentato dalla AESSE - Viale Umbria 32/36 - Milano), è uno strumento potentissimo per la gamma di frequenze da 50 Hz a 22 GHz, che apre nuove dimensioni nell'analisi spettrale, utilizzando in modo coerente le più moderne tecnologie. Il suo campo d'applicazione si estende dallo sviluppo alla produzione al collaudo di apparati e subassiemi HF e microonde.

La scansione full-span, controllata da un sintetizzatore con risoluzione di 0,1 Hz, e l'impiego di un preselettore a sintonia automatica assicurano risultati di elevata precisione e riproducibilità. Anche i segnali spuri di livello bassissimo possono essere rilevati e univocamente identificati con la banda di risoluzione più stretta (3 Hz) senza alcuna limitazione, fino a 22 GHz. La deriva massima del sintetizzatore è di 10^{-9}/giorno (22 Hz a 22 GHz).

La gestione a menù, strutturata in modo razionale ed ergonomico, fornisce all'operatore un grande numero di funzioni di supporto per la valutazione e la documentazione dei risultati, utilizzando il minimo numero di comandi.

(3856)

MICROPULSING, THERMAL ARRAY RECORDER — Interamente programmabile via IEEE-488 e RS-422A, con testa di stampa da 15", ed impiegante l'esclusiva tecnica di scrittura MICROPULSING, che consente il controllo preciso della temperatura di ogni stilo in modo da ottenere il miglior contrasto ad ogni velocità, il nuovo Thermal Array Aecorder TA4000 GOULD (In Italia: Elettronucleonica S.p.A., corso Svizzera 185 - Torino) ha fra le altre caratteristiche salienti:

- Stampa ad alta nitidezza, sino a 24 canali (separati o sovrapposti) aventi ingresso analogico o digitale, con banda passante fino a 10 KHz e cattura transienti incorporata (possono essere riprodotti sulla carta impulsi dell'ordine di 25 microsec.).
- Risoluzione di 8 punti/mm lungo l'asse Y e di 1600 punti/s max. lungo l'asse tempo, con velocità della carta variabile da 1 mm/ora a 200 mm/s, e diverse dotazioni ASIC (grigliatura, annotazioni) per un migliore risultato e un minimo Mean Time to Repair.
- Opzione «cattura transienti» incorporata (nel modulo AM400), con sampling rate fino a 100 Ks/s su 32 Kwords (12 bits) di memoria/canale.

Commercializzato dall'Elettronucleonica di Milano, è corredabile di 4 plug-ins — che possono essere inseriti sino a 3 contemporaneamente — a sigla:

AP800 (8 single ended analog input coupler/amplifier + 8 event markers).
AM400 (4 differential analog input coupler/amplifier & 128 K - 12 bit sample memory + 4 event markers).
DP800 (8 eight speed digital input coupler + 8 markers).
TD100 (Time Code Interface: IRIG A, B, E, H & NASA 36).

(3871)

SCHEDA DI COLLAUDO AUDIO PER IL MIDATA 510 — La Marconi Instruments (In Italia: via Palmanova 185 - Milano) ha lanciato sul mercato una nuova scheda di espansione al sistema di collaudo automatico MIDATA 510, indispensabile nel collaudo parametrico di schede audio.

Con questa nuova scheda, è possibile misurare sia la distorsione armonica totale ad 1kHz, che la risposta in frequenza da 20Hz a 25kHz. Possono inoltre essere rilevate misure sui margini di rumore e misure di separazione su canali stereo.

Queste nuove schede hanno incorporato un generatore di segnali ed un voltmetro in alternata.

Realizzato per rispondere alle esigenze di collaudo dei produttori di apparecchiature civili, questa scheda è ideale per il collaudo di sezioni audio di videoregistratori, televisori e amplificatori audio di ogni tipo. La possibilità di essere inserita nel sistema di test MIDATA 510, consente di aumentare ulteriormente il campo applicativo di questo sistema realizzato per il collaudo «general purpose» in-circuit e funzionale. La nuova scheda per il collaudo audio può infatti essere inserita in una delle 21 slot destinate alle schede funzionali disponibili all'interno del MIDATA 510.

Questa scheda ha l'esclusiva capacità di funzionare in modo separato (download) dal resto del sistema, consentendo gli così di continuare a collaudare altre parti dell'unità sotto test senza attendere l'ultimazione dei test audio. Si tratta in questo caso di una caratteristica molto importante, in quanto le misure audio impiegano generalmente tempi piuttosto lunghi.

(3870)

NUOVA LINEA DI DISPLAY CMOS — La Hewlett-Packard (in Italia: via G. Di Vittorio 9, Cernusco S/N - Milano) annuncia l'introduzione sul mercato di una nuova linea di diplay CMOS a basso consumo nei colori giallo, rosso ad alta efficienza e verde ad alta efficienza.

Questa nuova serie comprende dispositivi che vanno dai diplay esadecimali a carattere singolo ai diplay multicarattere a 64 o 128 caratteri ASCII. Caratteristica comune è un circuito integrato CMOS «on board» a basso assorbimento di corrente che esplica tutte le funzioni di controllo.

I display H. P. alfanumerici intelligenti vengono forniti in contenitori a 4 o 8 caratteri, di facile lettura e con una fonte a matrice di punti 5 × 7 che permette una maggiore flessibilità, rispetto alle fonti a 7 segmenti o monolitiche, nella raffigurazione dei caratteri complessi.

Il circuito integrato CMOS consente di raffigurare il set completo dei 128 caratteri e simboli ASCII.

Il diplay a 8 caratteri permette, inoltre, la rappresentazione dei 128 caratteri Katakana e può essere considerato l'unico diplay adattabile alle svariate esigenze tipiche del cliente che opera nel settore industriale.

Simboli speciali, logo o caratteri particolari possono essere generati dai 16 caratteri non standard definibili dall'utilizzatore.

Il nuovo display a matrice di punti 5 × 7 a 4 caratteri è disponibile in rosso standard, rosso ad alta efficienza, giallo e verde ad alta efficienza. L'altezza dei caratteri può essere di 3,8 mm o 5,0 mm.

Il display intelligente a 4 caratteri, 16 segmenti, rosso, in tecnologia GaAsP, è disponibile in caratteri da 2,85 mm e 4,1 mm. il circuito integrato CMOS di controllo, include una RAM, un decodificatore ASCII a 64 caratteri ed un circuito di pilotaggio dei led.

Il nuovo display rosso a carattere unico della Hewlett-Packard in contenitore DIP mostra direttamente caratteri esadecimali su di una matrice 4 × 7 programmabile da un bus a 4 bit.

Questi dispositivi trovano applicazione in settori quali: avionica, telecomunicazioni, strumentazione medicale ed analitica, in controlli ed automazione industriali oltre che in computers.

(3879)

REGOLATORE SWITCHING DA 3,5 A IN CONTENITORE DIP — Grazie a uno stadio di potenza DMOS ad alta efficienza, il regolatore di potenza switching L 4974 SGS-THOMSON Microelectronics (in Italia: via Olivetti 2, Agrate Brianza - Milano) è in grado di erogare fino a 3,5 A in un contenitore DIP a 20 pin (economico e facile da montare).

L'integrato (un convertitore dc-dc di tipo stepdown) permette di generare una tensione di uscita regolata variabile da 5,1 V a 40 V. Può inoltre fornire fino a 120 W al carico (3 A, 40 V) a 50 KHz utilizzando pochi centimetri quadrati di rame del circuito stampato per la dissipazione di calore. Non è necessario un dissipatore esterno.

L'L4974 necessita di pochi componenti esterni poiché integra un riferimento a 2%, una limitazione di corrente, la protezione termica, la funzione di soft start, la funzione di voltage feedforward, il circuito di reset e power fail.

A causa delle ridotte dimensioni L4974 è particolarmente adatto per alimentatori su scheda. Onoltre la funzione di supervisione lo rende ottimale per l'impiego con microprocessori.

È anche disponibile un analogo dispositivo in grado di erogare 2A, l'L4972.

SGS-THOMSON commercializza schede di valutazione assemblate e collaudate per entrambi gli integrati, denominate EVAL 4972 e EVAL 4974.

(3877)

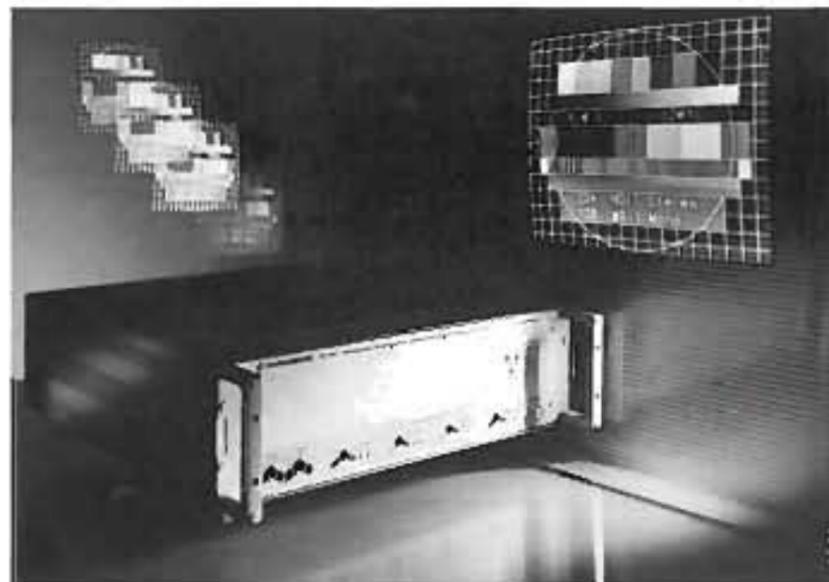
SCHEDA CHE VALUTA GLI ADATTATORI TERMINALI ISDN — La nuova RIMcard MB89050 lanciata dalla Mitel Semiconductor (Portskewett, Newport, Gwent.NP64YR) aiuta i progettisti a valutare il modulo interfaccia-R ISDN Mitel nell'ambito degli IBM PC, XT o AT.

L'interfaccia-R è il punto di riferimento a cui i terminali con interfacce non-ISDN (TE2) hanno accesso all'architettura ISDN. Questi terminali possono essere stampanti, computer, facsimili, modem o altri dispositivi che emettono segnali V.24/X.21.

Il cuore della RIMcard è un modulo interfaccia-R che prende dati sincroni e asincroni a bassa velocità fino a 19,2 kbit/s per elaborarli e adattarli in un formato compatibile con l'ISDN, eseguendoli a 64 kbit/s.

La nuova RIMcard emula la funzione dell'adattatore terminale interfacciando al bus S ed alla porta dei PC attraverso ricevitori e driver RS232.

La RIMcard viene fornita completa di tutti gli schemi circuitali dell'hardware ed il software necessari per consentire ai progettisti di produrre un instradamento veloce ed efficace per la produzione del loro adattatore terminale. La Mitel sostiene che, usato in congiunzione con gli altri componenti ISDN Sxpress di sua produzione, è possibile realizzare una porta logica completa per applicazioni ISDN, con interfaccia per hardware, controllo dei richiami e software di gestione.

(3880)

GENERATORI VIDEO PER TUTTI GLI STANDARD TV — La nuova famiglia di generatori video SG... della Rohde & Schwarz (Monaco di Baviera, in Italia: Roje Telecom. Via Sant'Anatalone 15 - MI) è disponibile non solo per gli standard tradizionali PAL, NTSC e SECAM, ma anche per i nuovi standard D-MAC e D2-MAC. Grazie alle loro eccellenti caratteristiche e all'impiego di tecnologia ultramoderna, i generatori TV SGDF (per il pacchetto D-MAC/D2 - MAC), SGMF (per il sistema NTSC), SGSF (per il SECAM) e SGPF (per il PAL), sono in grado di assolvere con estrema precisione qualsiasi tipo di misurazione nella produzione industriale, negli studi e nei settori addetti alla manutenzione.

I quattro nuovi generatori TV forniscono come caratteristica comune 30 segnali in banda base di estrema precisione, generati numericamente e selezionabili da tastiera, un'uscita di segnale sul pannello frontale e su quello posteriore, impostazione di tutte le funzioni del generatore, la variazione del livello di segnale attraverso il bus IEC 625 (IEEE 488), come pure l'ingresso per l'inserzione di segnali supplementari nell'intervallo di cancellazione verticale. L'opzione del sincronizzatore consente l'inserzione VITS in un segnale di programma (salvo nel caso del generatore SGDF D2-MAC).

Il generatore TV SGDF compatto ed estremamente flessibile fornisce i segnali nel formato D2, il nuovo standard per trasmissione diretta TV via satellite. Oltre al segnale video in formato MAC, il generatore SGDF può fornire quattro configurazioni diverse dei pacchetti audio/dati nei formati D-MAC o D2-MAC.

(3885)

MEMORIE RAM NON VOLATILI ULTRAVELOCI — SGS-THOMSON Microelectronics in Italia: via Olivetti 2, Agrate Brianza - MI) ha introdotto quattro nuove memorie SMART'RAM statiche da 8K × 8 ultraveloci e di tipo non volatile che presentano modalità funzionali identiche a quelle di una normale RAM statica.

Gli MK48Z08/09/18/19 sono dispositivi Zeropower TM nei quali vengono riuniti in un singolo contenitore una RAM statica CMOS a bassissimo consumo, un circuito di power-fail e una batteria al litio di lunga durata. Il circuito di power-fail blocca l'accesso alla memoria e ne impedisce la scrittura quando la tensione di alimentazione scende al di sotto di 4,75 V (MK48Z08/09) o di 4,5 V (MK48Z18/19). L'MK48Z09/19 dispone di un ingresso addizionale di abilitazione e di un'uscita di power-fail che può essere utilizzata come interrupt.

La tecnologia impiegata, per la quale SGS-THOMSON è industria leader, offre una vita della batteria superiore ai dieci anni alla temperatura di 70 °C, e consente un mantenimento dei dati del tutto simile a quello offerto da una EEPROM senza però lo svantaggio di un numero limitato di cicli di scrittura e di un tempo di scrittura molto elevato. Ne risulta che queste memorie Zeropower TM possono essere usate in ogni zoccolo a 28 piedini cablato in accordo allo standard JEDEC per le memorie da 8 K × 8 garantendo la completa compatibilità funzionale; esse possono venire utilizzate anche nella maggior parte degli zoccoli per EPROM ed EEPROM dove garantiscono prestazioni di tutto rilievo.

I quattro dispositivi sono prodotti utilizzando un processo HCMOS da 1,2 micron, richiedono una sola tensione di alimentazione di 5 V, e sono disponibili con tempi di accesso di 55 ns e 70 ns. Queste caratteristiche ne fanno la scelta ideale per l'impiego in oscilloscopi digitali ad alta velocità, nei generatori di forme d'onda, nelle apparecchiature per il controllo di processo, ed in tutte quelle applicazioni che necessitano di una memoria non volatile e con tempi di accesso, lettura e scrittura adatti ad interfacciare i più veloci microprocessori. Sono disponibili anche versioni adatte al funzionamento su un campo di temperatura industriale e rispondenti alla normativa UL. (3883)

ACCOPPIATORE D'ANTENNA HF DA 1 KW A SINTONIA VELOCE — Il nuovo accoppiatore di antenna RF-2601 da 1 kW a sintonia veloce, appena presentato dalla Long Range Radio Division della Harris (in Italia: EXHIBO - Viale Vittorio Veneto 21, Monza - MI), è perfettamente adatto alle comunicazioni radiofoniche HF in condizioni ambientali molto critiche.

L'RF-2601 è un accoppiatore per antenna da 1 kW PEP/media, da 1,6 a 30 MHz, progettato specificatamente per applicazioni in cui sia necessario cambiare velocemente la frequenza. Il tempo di sintonizzazione per le frequenze memorizzate in precedenza è inferiore a 50 millisec. Il tempo di sintonizzazione di memoria volatile è inferiore a 25 millisec., il che garantisce una possibilità minima di interruzione.

L'unità funziona ininterrottamente nelle condizioni più critiche, montata su veicoli, su imbarcazioni, su sistemi trasportabili e fissi. È garantita la protezione contro elevati rapporti d'onde stazionarie all'ingresso, bassa pressurizzazione del contenitore, temperature elevate, interferenze impulsive dovute a sistemi di controllo luci e sovratensioni a radiofrequenza. Sono soddisfatte le norme US DOD relative a vibrazioni (MIL-STD-167-7), shock (MIL-S-901C), tenuta a pressione (MIL-STD-810D), temperatura (MIL-STD-81, gamma 1), ecc.

L'accoppiatore d'antenna può essere collocato fino a 150 metri dal radioricevitore o dal trasmettitore per maggiore flessibilità e sicurezza.

(3884)

ATTIVITÀ INTERNAZIONALE
nell'ambito della Diffusione Radiotelevisiva

a cura di O. ZECCHINI

RIUNIONE DELL'IWP 11/7 DEL CCIR
Ginevra, Giugno 1989

Il Gruppo di lavoro interinale IWP 11/7 del CCIR (Comitato Consultivo Internazionale di Radiocomunicazioni), che si occupa di televisione numerica, si è riunito a Ginevra nei giorni 26-28 giugno 1989.

Rifacendosi a documenti presentati in precedenti Riunioni, e quindi senza l'apporto di alcuna novità, si è trattato l'argomento della codifica numerica dei segnali numerici in componenti RGB, indicati con 4:4:4, e RGB più chiave, indicati con 4:4:4:4 o, più concisamente, 4 × 4, e dei segnali numerici appartenenti ad altri livelli, come i segnali HDTV e composito, con richiamo alla loro trasmissione su supporto fisico, cioè cavo e fibra ottica e altre relative interfacce.

Sono stati fatti particolari riferimenti alla codifica del segnale sonoro associato al segnale video, soprattutto per quanto riguarda la sincronizzazione tra i due segnali sia nelle interfacce numeriche sia nei codec per la riduzione della ridondanza.

Il tema cui si è attribuita la maggior parte del tempo e dell'attenzione è stato la riduzione del bit-rate per i segnali video numerici nel formato 4:2:2, cioè secondo la Raccomandazione 601 del CCIR.

Sono stati presentati i risultati delle prove eseguite nella primavera di quest'anno (1989) su alcuni codec alle velocità di 34 e 45 Mbit/s, associate rispettivamente ai formati televisivi 625/50 e 525/60.

I sistemi sottoposti a prova sono stati: il codec Thomson (francese), basato sull'algoritmo DCT ibrida, che è stato provato alle velocità di 34 e 45 Mbit/s, il codec giapponese, basato sull'algoritmo DPCM, alla velocità di 45 Mbit/s e il codec Telettra (italiano), basato sull'algoritmo DCT intrafield, di cui sono stati riportati i dati solo per la velocità di 34 Mbit/s.

Gli altri codec considerati durante la Riunione di Toronto dell'ottobre 1988, quali il sistema DPCM europeo e il sistema Telettra basato sull'algoritmo DCT ibrida, non sono risultati disponibili e, d'altro canto, anche i codec provati erano incompleti e non hanno permesso di eseguire tutte le prove previste, eccezion fatta per il codec Telettra intrafield che, è bene ricordarlo, era stato accettato solo come riferimento di minore qualità (utile nelle prove soggettive) e non come sistema in lizza per la standardizzazione come codec a «qualità contributo».

Alcune delle sequenze più critiche non erano disponibili per ambedue gli standard televisivi, ma solo per lo standard 625/50, e le altre sequenze, eccettuata una («Mobile and calendar»), non risultavano sufficientemente significative non essendo molto critiche; inoltre il numero delle sequenze utilizzate nelle prove non è stato molto alto, sicché la base statistica è risultata piuttosto ristretta e, quindi, poco significativa.

Pertanto, le prove non sono risultate sufficienti a determinare la superiorità di un sistema sugli altri sia a causa dell'incompletezza delle prove eseguite sia a causa del ristretto numero dei codec concorrenti.

È risultato che tutti i codec proposti per «qualità contributo» hanno fornito una qualità dell'immagine codificata accettabile sia dal punto di vista soggettivo sia per una limitata post-produzione, tranne che per immagini molto critiche («Diva with noise», composta in larga misura da rumore bianco); tuttavia tutti i predetti sistemi hanno dimostrato deficienze per quanto riguarda la robustezza agli errori di canale.

D'altro canto, pur nei limiti di validità anzidetti, i risultati delle prove soggettive hanno mostrato che, a 34 Mbit/s, le immagini codificate dal codec Telettra intrafield sono state giudicate generalmente di buona qualità, tranne che per immagini critiche, e permettono un certo grado di post-elaborazione; in particolare hanno permesso processi di slow-motion e sono risultate invece critiche per trattamento con chroma-key.

Non sono stati forniti i risultati delle prove soggettive per il codec Telettra nella configurazione adatta per lo standard 525/60 e alla velocità di 45 Mbis/s, che sono senz'altro migliori come ha provato la dimostrazione «in campo» fatta a Toronto durante la Riunione dell'ottobre 1988.

Il codec Telettra è risultato inoltre il migliore per quanto riguarda la protezione dagli errori di canale, anche se non pienamente rispondente alle specifiche assunte dal Gruppo; a tal proposito è opportuno ricordare che in Norvegia sono state eseguite delle prove «sul campo» che hanno confermato in linea di massima tale risultato.

Nel corso delle prove e in sede di analisi dei loro risultati è emersa l'opportunità di precisare meglio, eventualmente modificando gli attuali parametri, le specifiche (chiamate «user requirements») che i codec devono rispettare per i diversi usi, quali il contributo e la distribuzione. Di fatto è emerso che, in realtà, non si sanno formulare richieste di specifiche basate su necessità oggettive dell'utente, poiché queste ultime non sono sufficientemente conosciute.

Le amministrazioni italiana e spagnola, come esponenti del progetto europeo Eureka 256, hanno presentato congiuntamente un certo numero di documenti, presentati anche al CMTT/2, di cui tre riguardano le modifiche da apportare alle specifiche del sistema di codifica descritto nel documento CMTT/2 n. 66 versione B, ossia del sistema basato sulla DCT ibrida, al cui sviluppo partecipa anche il Centro Ricerche RAI, e uno riportante, a titolo informativo, le scadenze fissate nel progetto Eureka 256.

Riassumendo, le principali aspettative erano riportate nei risultati delle prove dei codec. Siccome queste sono state disattese a causa delle difficoltà suaccennate, la Riunione è risultata in gran parte interlocutoria, ma ha messo in luce alcune tendenze ed alcuni fatti rilevanti: se, da una parte, non si conoscono le reali necessità della trasmissione del segnale televisivo numerico, anche perché c'è una certa confusione nella determinazione dei livelli di trasmissione e del loro uso, di contro è emersa una spinta ad allargare lo spettro delle gerarchie di trasmissione numerica di possibile utilizzazione.

Si è infatti accennato all'uso di canali trasmissivi operanti su frequenze che spaziano dai 10 a 565 Mbis/s, seppur per scopi differenti, come la trasmissione del segnale composito e di segnali di qualità ENG per la fascia a bassa velocità, e la trasmissione di segnali 4:2:2 e HDTV per la fascia ad alta velocità.

M. M. (3843)

SECONDA RIUNIONE DEL GRUPPO AD HOC V3/ABR

Rennes, 28-29 Novembre 1989

Si è svolta a Rennes, nei giorni 28 e 29 Novembre 1989, la seconda Riunione del Gruppo AD-HOC V3/ABR dell'UER (Unione Europea di Radiodiffusione). Tale Gruppo si occupa di tecniche avanzate di riduzione del bit rate per i segnali audio. Come è stato ribadito durante la Riunione, con «tecniche avanzate di riduzione del bit rate» si intendono quei metodi di codifica che permettono di comprimere un segnale audio codificato con 16 ÷ 20 bit per campione a meno di 4 bit per campione senza perdita soggettiva di qualità. Questo tipo di codifica non è applicabile a reti di contributo in quanto il segnale codificato non può essere ulteriormente elaborato. A tali reti è conveniente applicare tecniche con fattori di compressione dei dati assai più blandi, quali quelle studiate dal Gruppo CMTT/4 del CCIR (Comitato Consultivo Internazionale di Radiocomunicazioni), ni, emesse dal CCIR durante la Riunione tenuta a Ginevra lo scorso mese, di particolare rilevanza per la codifica audio.

Si è quindi passati alla discussione dei documenti emessi dal Gruppo ISO MPEG che si occupa della normalizzazione di algoritmi per l'immagazzinamento su supporti numerici (dischi magnetici ed ottici) di immagini in movimento (sia video che audio). Questo Gruppo sta attualmente preparando prove soggettive allo scopo di scegliere l'algoritmo di codifica migliore da standardizzare. Verranno sottoposti al giudizio di tecnici esperti 14 codec divisi in quattro gruppi a seconda del tipo di algoritmo che utilizzano. Dato l'alto numero di codec proposti, si pensa di effettuare una preselezione nella quale verrà scelto un solo codec per gruppo ed una seconda fase nella quale verranno testati esaustivamente i quattro codec individuati nella preselezione. L'UER intende contribuire a tale iniziativa. La SR (Radio Svedese) si è offerta di ospitare a Stoccolma le sessioni di prove soggettive tenute dall'UER e di caricarsi l'onere dell'organizzazione di tali prove con la consulenza della TDF (Television De France), che vanta una certa esperienza su questo argomento. La BBC fornirà una macchina per la simulazione dei disturbi sul canale, per le prove di robustezza dei codec in presenza di errori di trasmissione.

Sono quindi stati discussi i documenti MPEG che descrivono la metodologia da adottare per queste prove soggettive e quali sequenze di test utilizzare. Poiché alcune parti della procedura descritta in questi documenti non appaiono soddisfacenti, si intende chiedere, durante la prossima Riunione del Gruppo MPEG che si terrà a Stoccolma con lo scopo di organizzare le prove soggettive dell'UER, di apportare alcune modifiche per garantire una maggiore affidabilità dei risultati ed una corretta valutazione delle reali caratteristiche dei codec in esame.

La prossima Riunione del V3/ABR si terrà il 4 e 5 aprile 1990, dopo la Riunione del Gruppo V3, in luogo da stabilirsi.

G.D. (3857)

RIUNIONE DEL GRUPPO DI LAVORO N. 4 COMMISSIONE IEC 12/C

Parigi, 4-6 Dicembre 1989

Il Gruppo di lavoro suddetto, riunitosi a Parigi dal 4 al 6 Dicembre 1989, tratta l'argomento della normalizzazione di interconnessione tra trasmettitori con sistemi supervisori. Questo problema sta avendo sempre più interesse presso costruttori ed utenti di trasmettitori di media e grossa potenza (sia TV che AM, FM, etc.) proprio perché esiste un orientamento verso una quasi totale automazione dei trasmettitori e di particolari centri trasmittenti. Questi argomenti lasciano quindi spazio alla progettazione di sistemi che dovranno comandare trasmettitori, eseguire misure sullo stato operativo degli stessi, generare allarmi e automatismi in caso di avaria. Tutto questo ovviamente, dovrà essere comandato da un sistema di supervisione intelligente, il quale sarà in grado di prendere decisioni e telecomandare gli apparati anche se non presenti fisicamente sul luogo dove viene operata la decisione. Nasce quindi l'esigenza di normalizzare i vari sistemi in modo che apparecchiature costruite da case diverse possano essere interconnesse e colloquiare fra di loro e di definire nei vari livelli una rete locale di comunicazione alla quale i vari nodi (ovvero trasmettitori, sistemi di misura, automatismi) potranno collegarsi e comunicare fra di loro.

La discussione tenutasi nella sede parigina della TDF (Telè-Diffusion de France) ha quindi riguardato questi problemi di interconnessione e colloquio ai vari livelli (tra sistema e rete locale, tra sistema e apparato trasmittente, di misura, di telecomando) dividendosi sostanzialmente in tre argomenti:

- Filosofia generale del nuovo standard;
- Requisiti fisici del nuovo standard;
- Tipi di dati e formati di comunicazione.

La discussione sulla struttura del tipo di dati nella rete locale (controllo, monitor, misura, etc.) non è stata completata ed è stata rimandata alla prossima Riunione che si terrà a Monaco di Baviera nel prossimo marzo 1990.

Alla presenza dei delegati di Francia, Germania, Svizzera, Olanda, Regno Unito e Italia è stato eletto chairman della Riunione il Sig. A. Jaussi dell'Asea Brown Boveri.

S.R. (3858)

RIUNIONE TRA UER E RAPPRESENTANTI DELL'INDUSTRIA E DEI BROADCASTERS TEDESCHI SU PAL MIGLIORATO 16/9

Parigi, 24 Gennaio 1990

A Parigi si è tenuta una Riunione con i rappresentanti dei Broadcasters tedeschi, l'industria e i membri della task force UER V EPS (Enhance PAL and SECAM) che si occupa del miglioramento della qualità dei segnali irradiati sulle reti di terra. Erano presenti:

A. Ziemer	Direttore tecnico ZDF
E. A. Geiger	Vicepresidente Thomson Consummer Eletronics
H. Peek	Direttore Philips International B. V.
H. G. Junginger	Vicepresidente Grundig AG
H. Schachlbauer	Chirman V EPS (IRT)
C. P. Sandbank	BBC
M. Windram	IBA
C. Blaize	CCETT
J. Pino	Retevision
S. Nyström	Swedish Telecom
M. Ardito	RAI

Il dr. Ziemer ha brevemente introdotto la strategia tedesca. In Germania, da più di un anno, brodcasters tedeschi ed industria collaborano attivamente per individuare un sistema di trasmissione per le reti di terra, compatibile con l'attuale PAL, che presenti una qualità migliore ed un formato d'immagine di 16/9. È stato costituito un Gruppo di Coordinamento e si sono creati diversi Gruppi di lavoro operativi. L'obiettivo è quello di definire il sistema entro l'anno e di dimostrarlo a Berlino all'IFA (Internationale FunkAustellung) del 1991. La ragione di questa Riunione era quella di informare l'UER al fine di lavorare insieme per giungere ad un unico standard europeo.

La Thomson ha voluto precisare che non si tratta di un'azione contro il D2-MAC o contro l'HDMAC bensì di una strategia per l'introduzione a tempi brevi di tubi televisivi con formato d'immagine di 16/9 e quindi per aprire in prospettiva le porte all'HDTV. Infatti con l'introduzione di apparati 16/9 con definizione normale si dovrebbe accelerare lo sviluppo tecnologico dei tubi e quindi permettere la produzione di televisori per alta definizione a prezzi competitivi.

Gli obiettivi della strategia tedesca sono i seguenti:

- compatibilità con l'attuale PAL
- formato 16/9
- riduzione dei difetti tipici del PAL;
- cancellazione di echi e riflessioni;
- miglioramento dell'audio;
- standard unico europeo.

Il presidente del Gruppo V-ESP ha precisato che gli obiettivi dell'UER sono analoghi e che si intendono rispettare le seguenti scadenze:

- Definire il sistema entro l'anno;
- Primo abbozzo di sistema entro Maggio;
- Basarsi su lavoro già fatto in modo da accorciare i tempi.

I rappresentanti della BBC e dell'IBA hanno annunciato una analoga iniziativa in Inghilterra.

La prima Riunione del Gruppo EPS si terrà a Ginevra dal 28 Febbraio al 1 Marzo.

M.A. (3859)

QUARTA RIUNIONE DEL GRUPPO DEL PROGETTO EUROPEO EUREKA 256

Madrid, 8-9 Giugno 1989

Nei giorni 8 e 9 giugno 1989 si è svolta presso la RTVE, Radio Televisione Spagnola, di Madrid la quarta Riunione del Gruppo del progetto Europeo EUREKA 256 (*EU 256*).

Lo scopo di tale progetto consiste nello studio, progetto e sviluppo di un codec per la riduzione del bit-rate di segnali HDTV per trasmissioni numeriche di alta qualità (*qualità contributo*) e nello sviluppo di un codec per trasmissioni numeriche di televisione convenzionale conforme a quanto definito nella Raccomandazione 601 del CCIR. Lo sviluppo di questo secondo codec sfrutterà i risultati e le tecnologie applicate nello sviluppo del suddetto codec HDTV.

Il codec utilizza, per la riduzione del bit-rate del segnale televisivo, l'algoritmo di DCT Ibrida già descritto su questa rivista.

Le organizzazioni partecipanti a tale progetto sono:

- RAI - Radio Televisione Italiana;
- Elettra SpA;
- RTVE - Radio Television Spagnola;
- Universidad Politecnica de Madrid;
- Telettra Espana S.A.

Le tre Riunioni precedenti si sono svolte nei luoghi e date seguenti:

- Vimercate (MI) 7 e 8 Giugno 1988;
- Madrid 16 e Torrejon (Madrid) 17 Novembre 1988;
- Torino 16 e 17 Febbraio 1989.

Nel corso di questa quarta Riunione del Gruppo EU 256 sono stati presentati e discussi vari documenti relativi a lavori svolti nell'ambito di detto progetto. In particolare il Centro Ricerche RAI ha presentato documenti concernenti il miglioramento dell'algoritmo e la definizione della struttura di trama.

C'è poi stato uno scambio di opinioni ed informazioni relative alla valutazione dell'occupazione del buffer, al calcolo del fattore di trasmissione, alla variazione del numero medio di bit per field in funzione del fattore di trasmissione, alla statistica dei coefficienti DCT ed alla scelta a priori od a posteriori del mondo operativo (intra/inter). In particolare l'ultimo tema ha sollevato particolare interesse in quanto, da studi preliminari fatti dall'Università di Madrid, la scelta a posteriori risulta più efficiente di quella a priori, ma richiede un notevole aumento di hardware. Si è concluso che sarebbe auspicabile determinare, se esiste, un metodo di scelta a priori avente un'efficienza maggiore di quello attuale e tale da non aumentare la complessità hardware.

La Telettra ha illustrato la situazione relativa all'hardware del codec.

Al fine di avere un codec HDTV modulare si suddivide ogni field dell'immagine in quattro (HDTV con 1440 pel/riga) o cinque segmenti verticali (HDTV con 1920 pel/riga) ed ognuno di tali segmenti è elaborato da un processore. Ogni processore comprende inoltre un buffer avente una capacità pari alla massima richiesta. Un unico controllore gestirà quindi i diversi buffer. In tale modo si può elaborare un segnale video conforme alla Raccomandazione 601 del CCIR oppure un segnale HDTV, interallacciato o progressivo, a 1440 pel/riga o 1920 pel/riga, semplicemente variando il numero di processori e modificando il controllore di buffer. Una dettagliata descrizione di tale architettura compare in un articolo di questo numero di «Elettronica e Telecomunicazioni».

Secondo le attuali previsioni i primi codec HDTV e 4:2:2 dovrebbero essere disponibili entro la fine dell'anno.

Si è quindi fatta una revisione generale del progetto. In base a tale revisione si sono accantonati, definendoli attualmente chiusi, i temi in cui si sono già raggiunti soddisfacenti risultati, per esempio tabelle di assegnazione del VLC, scansione adattativa dei blocchi 8 × 8, ecc., al fine di concentrare l'attenzione su altri temi quali la compensazione movimento (come calcolare e come trasmettere i vettori movimento), la caratteristica del quantizzatore, la matrice di visibilità per la componente di crominanza, l'ottimizzazione della differenza tra il fattore di scalamento della luminanza e quello della crominanza, ecc.

Per quanto riguarda, infine, la pubblicizzazione dell'attività del Progetto Europeo EU 256 in ambito internazionale, si è deciso di presentare articoli e documenti in vari Gruppi UER, in ambito CCIR ed in conferenze internazionali.

M.S. (3860)

QUINTA RIUNIONE DEL GRUPPO DEL PROGETTO EUROPEO EUREKA 256

Torino, 28-29 Agosto 1989

Nei giorni 28 e 29 Agosto 1989 si è svolta presso il Centro Ricerche RAI a Torino la quinta Riunione del Gruppo del progetto Europeo EUREKA 256 (EU256).

È stata scelta tale data in quanto precedente il 3° International Workshop on HDTV tenuto a Torino dal 30 agosto al 1 settembre. In tale Workshop sono stati presentati 7 articoli (4 del Centro Ricerche RAI, 1 della RTVE e 2 dell'Università Po-

litecnica di Madrid) relativi al lavoro svolto in ambito EU256.

La Riunione, iniziata nel tardo pomeriggio del 28 agosto, si è aperta con un resoconto della quarta Riunione del CMTT/2 e della situazione presente nell'Expert Group del CMTT/2. La relazione su tale Riunione è riportata nel numero speciale 2 e 3 - 1989 di «Elettronica e Telecomunicazioni». Sono stati presentati due documenti EU256-021 e EU256-022, consistenti, rispettivamente, in una raccolta di contributi del Centro Ricerche RAI all'Expert Group del CMTT/2 ed in una raccolta di documenti dello stesso Gruppo CMTT/2.

Si sono quindi illustrati i progressi compiuti nel miglioramento delle prestazioni dell'algoritmo. Gli studi fatti riguardano principalmente il confronto tra diverse matrici di visibilità e la determinazione della matrice ottima per la componente di luminanza. Tale lavoro è stato fatto dalla RTVE con il supporto del Centro Ricerche RAI nella preparazione ed esecuzione delle prove soggettive necessarie a valutare le diverse matrici esaminate. Il lavoro svolto compare in un articolo presentato al 3° Workshop on HDTV di Torino. La RTVE si propone di estendere tale lavoro anche sulle componenti di crominanza. Attualmente sulle componenti di crominanza viene usata la matrice di visibilità ricavata per la componente di luminanza.

I progressi fatti dal Centro Ricerche RAI nel periodo intercorso tra la quarta e quinta Riunione sono relativi alla compensazione del movimento. Si sono infatti valutate le variazioni dei modi operativi, intra-field, inter-field ed inter-frame, nel caso in cui si applichi la compensazione movimento, documento EU256-023 e si sono confrontate le prestazioni ottenibili trasmettendo un vettore movimento per ogni parte d'immagine, oppure utilizzando una trasmissione a menù, documento EU256-024.

C'è poi stato uno scambio di opinioni ed informazioni relative al miglioramento dell'algoritmo ed alla situazione dello sviluppo hardware che procede secondo le previsioni esposte nella Riunione precedente.

La prossima Riunione si terrà il 9 e 10 Novembre presso la Telettra Espana di Madrid.

M.S. (3861)

SESTA RIUNIONE DEL GRUPPO DEL PROGETTO EUROPEO EUREKA 256

Barajas, 9-10 Novembre 1989

Nei giorni 9 e 10 novembre 1989 si è svolta presso la Telettra Spagnola di Barajas, Madrid, la sesta Riunione del Gruppo del progetto Europeo EUREKA 256 (EN 256).

L'agenda della Riunione è stata divisa in due parti: la prima parte relativa ai progressi fatti nello sviluppo degli algoritmi e nello sviluppo dell'hardware, la seconda parte relativa ai collegamenti di tale progetto con il CMTT/2, Comitato Internazionale per la definizione delle specifiche di un *codificatore digitale per il segnale televisivo 4:2:2* (segnale soddisfacente la Racc. 601 del CCIR).

Gli studi algoritmici fatti sono esposti in vari documenti presentati dalla Università di Madrid, dalla RTV, Retevision, di Madrid e dal Centro Ricerche RAI (Torino).

Gli studi fatti dall'Università di Madrid su sequenze video 4:2:2 riguardano la distribuzione statistica dei modi operativi intra-inter, con la compensazione del movimento, la valutazione dell'efficienza della codifica mediante VLC (codifica a lunghezza variabile) e la scelta *a priori* ed a *posteriori* dei modi intra/inter. Utilizzando una sequenza HDTV, sequenza «Renata», sono stati fatti studi preliminari, senza utilizzare la compensazione del movimento, della distribuzione statistica dei modi intra/inter e della distribuzione dell'energia dei coefficienti DCT. Sebbene le condizioni nelle quali si sono ricavati i risultati HDTV e 4:2:2 siano diverse, da un loro confronto si può individuare una maggiore concentrazione di energia dei coefficienti DCT sul segnale HDTV che non sul segnale 4:2:2. Tali dati preliminari devono comunque essere confermati da analisi successive.

La RTV di Madrid ha determinato, mediante simulazioni con fattore di trasmissione costante, la variazione di bit-rate che si ottiene passando da un modo di selezione intra/inter per ogni blocco ad un unico modo di selezione per quadriblocco. I risultati, in accordo con quelli presentati dal Centro Ricerche RAI, indicano che è preferibile, con la attuale scelta *a priori*, utilizzare un unico modo di selezione intra/inter per ogni quadriblocco.

Gli altri documenti presentati dal Centro Ricerche riguardano la validità del modo inter-field anche utilizzando la compensazione del movimento, la codifica e trasmissione dei vettori movimento, e il miglioramento ottenibile mediante una predizione inter-field adattativa.

Nella seconda parte della Riunione è stata illustrata la situazione emersa dalla assemblea del CMTT tenuta in ottobre a Ginevra. Tale assemblea non è riuscita a determinare un'unica proposta di codificatore digitale per il segnale televisivo conforme alla Racc. 601 del CCIR, ma permangono, su alcuni punti, due proposte. Nella Riunione EU256 si è allora stabilito di valutare e confrontare le due proposte per la prossima Riunione del progetto europeo EN256 che si terrà Vimercate (Milano) nel prossimo Gennaio.

M.S. (3862)

RIUNIONE SPECIALE DEL IWP 11/7 DEL CCIR

Monaco, 19-21 Febbraio 1990

Il Gruppo di lavoro interinale IWP 11/7 del CCIR (Comitato Consultativo Internazionale di Radiocomunicazioni), che si occupa di televisione numerica sulla base della Decisione 60-3 del Gruppo di studio 11 del CCIR (Doc. 11/1110-E del 16 Gennaio 1990), si è riunito a Monaco, presso la IRT, nei giorni 19-21 febbraio 1990.

Lo scopo principale della Riunione era quello di eseguire delle prove soggettive sui codec a 150 Mbit/s a qualità contributo per il segnale 4:2:2, al fine di valutarne la rispondenza ai requisiti di qualità precedentemente stabiliti onde indicarne la possibilità di standardizzazione al CMTT/2.

I codec in prova erano due prototipi: quello sviluppato in Germania e quello sviluppato in Francia; essi differiscono nella trama video, ma adottano lo stesso algoritmo di codifica basato su tecnica DPCM.

Le prove sono consistite nel valutare la qualità soggettiva di sequenze ottenute dal segnale codificato in diversi modi, in particolare: il segnale codificato stesso (si è utilizzata anche la sequenza «DIVA WITH NOISE»), sequenze in cui si è eseguito il chromakey sul segnale codificato, sequenze ottenute operando effetti di slow-motion sul segnale codificato, il segnale codecodificato in presenza di errori sul canale di trasmissione. Inoltre si è misurato il tempo di recupero del sincronismo in caso di interruzione del canale.

Ambedue i codec hanno superato le prove di qualità base e di slow-motion, tuttavia le prove non sono risultate probanti per il chromakey in quanto su una sequenza le valutazioni erano molto vicine alla soglia di accettabilità; inoltre nessuno dei due codec ha passato le prove di recupero del sincronismo e, per motivi di tempo, non si è potuto avere i risultati relativi alle prove riguardanti la qualità in presenza di errori di canale.

Complessivamente, quindi, il Gruppo non ha potuto indicare come standardizzabile alcuno dei due codec.

Durante la Riunione, tuttavia, sono stati trattati anche altri argomenti di interesse.

Si è proposto, essenzialmente, di modificare le specifiche per le prestazioni dei codec per la riduzione del bit rate (le cosiddette «user requirements») ampliandole a comprendere anche il caso di sequenze molto critiche.

Attualmente infatti, dette specifiche prevedono di utilizzare, per le prove di accettazione dei codec, sequenze critiche ma non troppo.

Tuttavia durante le prove soggettive effettuate nel corso del 1989 sui codec a 34 e 45 Mbit/s, fu usata la sequenza «DIVA WITH NOISE» che mise in crisi i codec candidati. Essa è fortemente critica, ben al di là dei limiti stabiliti dal Gruppo IWP 11/7, tuttavia è rappresentativa di effetti sempre più utilizzati, soprattutto nel Nord America, sicché l'amministrazione Canadese ha precisato che non potrà sostenere la standardizzazione di codec che non riescano a trattare tale tipo di immagini, eventualmente con una certa riduzione della qualità in questi casi particolari.

Ci sono state inoltre proposte per una diversa quantizzazione del segnale analogico HDTV; esse prevedono l'adozione di parole di 10 bit che permetterebbero un ampliamento del numero di colori rappresentabili e una fascia di guardia di maggior ampiezza sui bianchi, cosa che viene ritenuta utile in cinematografia elettronica.

Per quanto riguarda le interfacce numeriche per HDTV, si è citata la interfaccia parallela sviluppata in ambito SMPTE (proposta BTA) e la Thomson ha proposto un'interfaccia seriale scrambler a 8 (10) bit più un bit calcolato come complemento di uno qualsiasi dei precedenti, proposta molto vicina a quella a suo tempo ideata e proposta dall'ing. Salvatore Miceli (Italia).

In accordo con i nuovi compiti del Gruppo, si sono illustrati alcuni metodi di riduzione del bit rate per HDTV; con l'occasione la IRT ha mostrato il suo sistema di simulazione di codifica per HDTV e alcuni risultati già ottenuti.

M.M. (3863)

SESTA RIUNIONE DEL GRUPPO SPECIALISTICO UER G/DVI

Torino, 25-26 Gennaio 1990

Nei giorni 25-26 Gennaio 1990 si è tenuta presso il *Centro Ricerche RAI* (Torino) la sesta Riunione del Gruppo Specialistico G/DVI (Digital Video Interface) dell'UER (Unione Europea di Radiodiffusione) che si occupa delle interfacce per il segnale video numerico.

I temi di lavoro di maggior interesse sono stati: le implicazioni nelle interfacce video derivanti da una eventuale adozione del formato di immagine 16:9 (anziché l'attuale 4:3), gli aggiornamenti dell'interfaccia 4:2:2 e il completamento delle specifiche dell'interfaccia 4 × 4.

Sono state presentate varie proposte per l'adozione del formato 16:9 anche nei sistemi televisivi a definizione normale, sicché il Gruppo è stato investito dallo Steering Committee G, cioè dall'apparato di coordinamento dei Sottogruppi e Gruppi Specialistici ad esso facenti capo, tra cui il Gruppo Specialistico G/DVI, del compito di studiare quali potessero essere le implicazioni dell'adozione del formato 16:9 relativamente alle interfacce video numeriche, in particolare quelle descritte dalla Raccomandazione n. 656 del CCIR e dalla Raccomandazione Tecnica 3246 dell'UER.

Il Gruppo ha ravveduto tre possibilità: la prima è quella di aumentare la velocità di cifra delle attuali interfacce, stravolgendone quindi le attuali specifiche, il che equivarrebbe a creare interfacce differenti e non compatibili con le attuali; la seconda e la terza possibilità prevedono l'uso delle attuali interfacce, la seconda possibilità prevedendo una frequenza di campionamento orizzontale uguale a quella attualmente adottata, che, però, implicherebbe una riduzione nella definizione orizzontale, mentre la terza possibilità prevederebbe una preelaborazione del segnale prima di convogliarlo sull'interfaccia, e una postelaborazione dello stesso prima di un suo uso per operazioni di alta qualità.

Il Gruppo ha soltanto indicato queste possibilità limitandosi a ciò che concerne le interfacce senza entrare nel merito delle loro implicazioni nei sistemi televisivi nella loro totalità, poiché tale compito esulava da quelli assegnatigli.

Per quanto riguarda le interfacce 4:2:2, cioè quelle descritte nella Raccomandazione n. 656 del CCIR e nella Raccomandazione Tecnica 3246 dell'UER, si riscontra una notevole pressione da parte di industrie (Sony) e dell'SMPTE verso una totale utilizzazione di parole di 10 bit.

È forse semplicistico dire che la presenza sul mercato dell'interfaccia seriale Sony a 10 bit stia portando alla richiesta di utilizzare appieno, quindi anche per i segnali ausiliari, la capacità potenziale di 10 bit per parola data dall'interfaccia parallela, ma tant'è: questo orientamento è recentemente nato in seno alla SMPTE e l'UER è attualmente in una posizione alquanto difficile.

Da parte sua, il Gruppo è rimasto sulle posizioni già prese di riconoscimento dell'esistenza dell'interfaccia seriale a 10 bit della Sony, e di riconoscimento della possibilità di utilizzare 10 bit per il segnale video anche sulla interfaccia parallela.

Piuttosto, si è ritenuto di confermare l'indicazione ad utilizzare solo 8 bit per i segnali ausiliari per motivi di compatibilità con gli apparati e le produzioni già esistenti.

Un'interessante proposta di formattazione dei segnali ausiliari è pervenuta dalla TDF: essa, partendo da una analisi della formattazione dei dati eseguita dal registratore numerico D1, si propone di dividere i dati in due categorie a seconda della loro importanza: i dati che non ci si può permettere di perdere vengono ripetuti nelle due linee adibite ai segnali ausiliari secondo uno schema di formattazione adeguato, e gli altri vengono inseriti nelle medesime linee, ma non ripetuti, in modo del tutto asincrono purché a blocchi di 16 parole di 8 bit.

La struttura proposta permetterebbe un editing dei segnali ausiliari non particolarmente complesso, un buono sfruttamento della capacità di trasmissione dati dell'interfaccia e una buona protezione contro gli errori di canale, specificatamente contro gli errori dovuti al D1 e, in particolare, contro l'avaria di una testina dello stesso.

Il Gruppo ha anche proceduto alla revisione della raccomandazione provvisoria dell'interfaccia per il segnale 4:4:4:4, indicato anche con 4 × 4, ossia il segnale televisivo in tre componenti a piena banda con l'aggiunta del segnale di chiave, presentata a suo tempo dalla RAI.

È stata anche presentata dalla RAI una proposta di interfaccia per HDTV numerica, assieme alla richiesta che il Gruppo valuti l'opportunità di essere investito anche del compito di elaborare una completa specifica dell'interfaccia; in questo caso la proposta avanzata potrebbe rappresentare una valida base di lavoro.

Si noti che in ambito SMPTE si trova una proposta di interfaccia per HDTV numerica nello standard 1125/60 molto simile a quella presentata dalla RAI.

Il Gruppo ha inoltre ulteriormente elaborato materiale per una miglior specificazione delle Raccomandazioni n. 601 e n. 656 del CCIR; in particolare tale lavoro mira ad una più rigorosa descrizione delle specifiche e ad una miglior comprensibilità delle stesse.

La prossima Riunione del Gruppo è prevista per i giorni 27 e 28 Marzo a Londra.

M.M. (3864)

RIUNIONE DEL SOTTOGRUPPO T3 DELL'UER

Ginevra, 12-14 Dicembre 1989

Il Sottogruppo T3 si occupa da diverso tempo dello studio di un possibile sistema di cifratura per l'Eurovisione. Il punto chiave, emerso dopo la Riunione di Ghent (giugno 1989) in cui erano presenti anche i rappresentanti legali e dei programmisti dell'UER, è che occorre una soluzione non troppo sofisticata ma a breve termine. Di conseguenza, dopo la Riunione del Technical Committee di Copenhagen (19-22 settembre 1989), il Sottogruppo T3 è stato incaricato di produrre due documenti:

— il primo, entro dicembre '89, contenente una specifica del sistema di cifratura da inviare ai potenziali costruttori;

— il secondo, entro maggio '90, in cui si valutano le offerte dei costruttori ed i relativi tempi di implementazione.

Su queste basi sono stati prodotti due documenti: il primo di essi specifica le caratteristiche generali del sistema, in particolare vengono indicati sia i requisiti minimi necessari sia le caratteristiche che sono invece desiderabili ma non indispensabili.

Tra i requisi più significativi ci sono:

— la capacità di trattare segnali compositi sia PAL che SECAM sulla tratta del satellite Eutelsat (che è il punto più vulnerabile nei confronti di eventuali atti di pirateria);

— la disponibilità degli apparati per l'installazione entro il 1992;

— la possibilità di utilizzare gli stessi apparati sulla rete terrestre;

— la possibilità di trasmettere cifrati i segnali video in componenti senza dover effettuare operazioni di transcodifica.

In ogni caso si hanno diverse opportunità in quanto si possono trasmettere segnali compositi (PAL e SECAM) oppure in componenti adottando soluzioni analogiche oppure digitali. La scelta di una delle combinazioni è molto legata alle prospettive che l'UER ha nei confronti dell'evoluzione della rete dell'Eurovisione.

Il secondo documento ipotizza cinque diversi sistemi ed illustra brevemente i diversi scenari che si aprono. In particolare le scelte preferibili si possono ricondurre a due:

a) segnali compositi (PAL e SECAM) trasmessi in forma digitale rinunciando, per il momento, ad usufruire dei vantaggi offerti dai codec digitali già attualmente disponibili che potrebbero essere equipaggiati con sistemi di cifratura più semplici e sicuri di quelli analogici.

b) segnali in componenti trasmessi in forma analogica che portano ad un miglioramento della qualità dei segnali sulla rete dell'Eurovisione. Questo a causa del fatto che i tempi di implementazione del sistema di cifratura sono incompatibili con quelli di sviluppo di un codec digitale in componenti in corso di standardizzazione dalla CMTT.

Abbastanza correlato con lo scrambling è l'altro argomento trattato, riguardante l'introduzione di un segnale di identificazione visibile «fingerprinting» o invisibile «watermarking» sui segnali video dell'Eurovisione. Questi due sistemi sarebbero una prima arma di difesa dalla pirateria molto semplice ma sufficiente ad ottenere una «garanzia legale» nei confronti di chi diffonde programmi indebitamente prelevati dalla rete.

Attualmente non è disponibile sul mercato nessun apparato in grado di applicare un «watermark» sui segnali della rete dell'Eurovisione. Tuttavia la BBC ha sviluppato per suo uso un sistema di watermarking che potrebbe essere utilizzato anche dall'UER.

Dopo alcune prove, che avranno luogo ad inizio 1990, si dovrebbe avviare tutta la procedura finanziaria/amministrativa, per arrivare all'installazione degli apparati entro gennaio 1991.

Si è parlato inoltre di trasmissione numerica e di standardizzazione di codec in ambito CMTT. Come noto l'UER vorrebbe presentare in ambito internazionale una proposta unica europea di codec da scegliersi fra due candidati: RAI-Telettra oppure TDF-Thomson; in alternativa è possibile una scelta di compromesso che sfrutterebbe le caratteristiche dei due sistemi. Tuttavia non essendoci nel T3 degli esperti in tale settore, si lascia l'argomento come oggetto di discussione per una Riunione tra esperti.

G.A. (3873)

RIUNIONE DEL GRUPPO AD-HOC GPD/SI DELL'UER

Noordwijk, 25-26 Gennaio 1990

Il Gruppo AD-HOC GPD (General Purpose Data) è stato istituito dallo Steering Committee del Working Party V, su richiesta del Sottogruppo V2/SPEC, con lo scopo di definire il protocollo di trasporto per servizi dati generici nel multiplex audio/dati dei sistemi della famiglia MAC.

Il Gruppo GPD ha in seguito assunto la denominazione GPD/SI (General Purpose Data/Service Identification) in quanto, una volta concordata una proposta per la Parte 4C della specifica dei sistemi della famiglia MAC, rimaneva in sospeso la descrizione dei servizi GPD in termini di Service Identification (argomento che riguarda la Parte 5). In merito a tale descrizione esistono due proposte, una della BSB e l'altra dell'ESA, che differiscono in diversi punti.

Una prima differenza fondamentale sta nella filosofia di base delle due proposte. La proposta BSB presume una conoscenza a priori di quelli che saranno i fruitori del servizio. La proposta ESA è quella di sviluppare un sistema di «data broadcasting» aperto a chiunque voglia farne uso.

La proposta BSB permette una maggior flessibilità del servizio ed ha come prezzo da pagare l'utilizzo di un byte in più nella codifica SI nel caso con scrambling e controllo d'accesso.

Uno dei risultati della Riunione è comunque che l'ESA accetta la proposta BSB. Le differenze ancora esistenti tra le due diverse proposte sono state schematizzate per vedere di trovare un compromesso accettabile.

Un altro argomento trattato riguarda l'utilizzo di un ulteriore indirizzo di pacchetto per la codifica SI. Questo perché se l'elevato numero di servizi General Purpose Data possibili fosse descritto nel SI esistente si avrebbe un sovraccarico di tale funzione con conseguente degradamento dei servizi principali, ossia audio, teletext e dati per l'accesso condizionato. L'utilizzo di un altro indirizzo di pacchetto per la codifica GPD/SI ha anche altri vantaggi ma comporta un ricevitore più complesso di quelli attualmente esistenti.

Altri punti discussi nella Riunione sono:

— accesso condizionato ai dati nel MAC ed eventuali ulteriori protezioni utilizzabili dal fornitore di servizi;

— allocazione di uno dei valori attualmente non assegnati del Packet Type nel pacchetto MAC per segnalazioni ausiliarie riguardanti i servizi (e quindi da inviare al terminale di ricezione dati), oppure di controllo (e quindi da utilizzare nel ricevitore stesso), oppure da definire;

— problemi relativi alla transcodifica da D-MAC a D2-MAC per la distribuzione su cavo, in quanto la capacità del canale dati è dimezzata e quindi tutti i servizi GPD presenti nella rete D-MAC non possono essere presenti nella rete via cavo.

G.A. (3874)